



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA
BARCELONATECH

MICRO RAIN RADAR FOR METEOROLOGICAL APPLICATIONS

Trabajo Final de Grado

Presentado en la facultad de la

Escola Tècnica d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona

Universitat Politècnica de Catalunya

por

Vadym Bikerskyy

En cumplimiento parcial

de los requisitos para el grado en

INGENIERÍA DE SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES

Directores del proyecto:

Dr. Albert Aguasca Solé

Dr. Xavier Fàbregas Cànovas

Barcelona, Mayo 2018

Resumen

El objetivo principal de este trabajo es el desarrollo de un sistema radar Doppler de reflectividad estático a partir de un sistema existente, introduciendo los cambios necesarios para conseguir la aplicación deseada. El instrumento que se plantea desarrollar tiene que ser capaz de detectar las precipitaciones en forma de hidrometeoros y guardar los datos obtenidos con el fin de procesar y proporcionar la información necesaria para su posterior caracterización.

En la primera parte del proyecto se indican las bases teóricas de los radares y su principio de funcionamiento, así como los distintos métodos de detección de blancos.

En la segunda parte se describen los elementos que constituyen el sistema y sus funciones. Posteriormente, se explican los procesos de caracterización y validación del sistema; adquisición de datos y calibrado del sistema para alcanzar los resultados deseados.

En la parte final, para poder analizar los resultados, se explica la parte del procesado de datos y se hace una interpretación de los resultados.

Resum

L'objectiu principal d'aquest treball és el desenvolupament d'un sistema radar Doppler de reflectivitat estàtic a partir d'un sistema existent, introduint els canvis necessaris per aconseguir l'aplicació desitjada. L'instrument que es planteja desenvolupar ha de ser capaç de detectar les precipitacions en forma de hidrometeors i guardar les dades obtingudes per tal de processar i proporcionar la informació necessària per a la posterior caracterització.

A la primera part del projecte s'indiquen les bases teòriques dels radars i el seu principi de funcionament, així com els diferents mètodes de detecció de blancs.

A la segona part es descriuen els elements que constitueixen el sistema i les seves funcions. Posteriorment, s'expliquen els processos de caracterització i validació del sistema; adquisició de dades i calibratge del sistema per assolir els resultats desitjats.

A la part final, per poder analitzar els resultats, s'explica la part del processament de dades i es fa una interpretació dels resultats.

Abstract

The main objective of this work is the development of a static reflectivity Doppler radar system from an existing system, introducing the necessary changes to achieve the desired application. The instrument that is proposed to be developed must be able to detect precipitation in the form of hydrometeors and save the data obtained in order to process and provide the necessary information for its subsequent characterization.

In the first part of the project the theoretical bases of the radars and their principle of operation are described, as well as the different methods of detection of targets.

The second part describes the elements that make up the system and its functions. Subsequently, the processes of characterization and validation of the system are explained; data acquisition and system calibration to achieve the desired results.

In the final part, in order to analyze the results, the part of the data processing is explained and an interpretation of the results is made.



Dedicatorias

Посвящается памяти моей бабушки Кузьминой Галины Алексеевны.

«Бабуля это для тебя.»

Agradecimientos

Quiero expresar mi gratitud a mis padres, **Volodymyr y Larysa**, por confiar en mí continuamente y por dar todo ese apoyo, acentuando los momentos más difíciles, sin el cual la realización de este trabajo no sería posible. Gracias por todo.

Quiero agradecer a los directores del proyecto, **Albert y Xavier**, por su dedicación, por su paciencia, asesoramiento y guiado desde el principio hasta el final. Esta memoria representa lo que aprendí con vosotros, pero también hay otras, muchas más cosas que, al fin y al cabo, desarrollaron mis habilidades personales y que quedarán en mi propia memoria, haciendo que haya disfrutado tanto durante la realización del proyecto.

Adicionalmente, quiero dar las gracias personales **Alberto y Ruben** que forman parte del personal del laboratorio por su ayuda y sus consejos durante la realización del proyecto.

Historial de revisión y registro de aprobación

Revisión	Fecha	Propósito
0	19/04/2018	Creación del document
1	07/04/2018	Revisión del documento
2	09/05/2018	Revisión del documento

LISTA DE DISTRIBUCIÓN DEL DOCUMENTO

Nombre	Correo electrónico
Vadym Bikerskyy	Vadym.bikerskyy@alu-etsetb.upc.edu
Albert Aguasca Solé	aguasca@tsc.upc.edu
Xavier Fàbregas Cànovas	fabregas@tsc.upc.edu

Escrito por:		Revisado y aprobado por:	
Fecha	19/04/2018	Fecha	10/05/2018
Nombre	Vadym Bikerskyy	Nombre	Albert Aguasca Solé
Posición	Autor del Proyecto	Posición	Supervisor del Proyecto

Índice de contenido

Resumen.....	2
Resum.....	3
Abstract	4
Dedicatorias	5
Agradecimientos	6
Historial de revisión y registro de aprobación	7
Índice de contenido.....	8
Índice de figuras	10
Lista de tablas.....	11
1. Introducción	12
1.1 Objetivos y especificaciones.....	12
1.2 Plan de trabajo	12
1.3 Estructura del proyecto.....	13
2. Fundamentos teóricos de RADAR	14
2.1 Introducción al RADAR	14
2.2 Tipos de radares	14
2.3 El principio de funcionamiento radar de onda continua modulado en frecuencia	14
2.4 Balance de potencias y reflectividad.....	15
3. FM-CW Radar de banda X a 9,65 GHz	18
3.1 Estructura del radar.....	18
3.1.1 Generación de la señal	19
3.1.2 Transmisor.....	20
3.1.3 Receptor	21
3.1.4 Antenas.....	21
3.1.5 Alimentación	23
3.2 Integración y validación	25
3.2.1 Integración del sistema	25
3.3 Caracterización y validación del sistema.....	26
3.3.1 Generación de señal y transmisor.....	26
3.3.2 Receptor	29
3.3.3 Antenas.....	30
3.3.4 Balance de potencia y reflectividad	31
3.4 Adquisición.....	33
3.4.1 Tarjeta de adquisición PXI 5124	33

3.5	Calibración.....	34
3.5.1	Calibración de potencia o reflectividad.....	34
4.	Procesado de datos y resultados	38
4.1	Formulación teorica y procesado espectral	38
4.1.1	<i>Derramping</i> o compresión de la señal en el dominio del tiempo	38
4.1.2	El espectro de la señal	39
4.1.3	Compensación del error de fase residual (<i>Residual Video Phase Error</i>)	39
4.1.4	El espectro Doppler	40
4.2	Procesado de medidas en MATLAB y estimación espectral.....	40
4.3	Método de Welch.....	44
5.	Presupuesto.....	46
6.	Conclusiones, incidencias y líneas futuras	47
7.	Bibliografía	49
8.	Glosario	50
	Apéndice A: Paquetes del trabajo	51
	Apéndice B: Código de programación del PIC 18F452	55
	Apendice C: Código de programación de PXI 5124 para la adquisición de datos.....	59
	Apendice D: Código del procesado en MATLAB.....	64

Índice de figuras

Figura 1: Señales transmitida, recibida y su diferencia	15
Figura 2: Diagrama de bloques del sistema heredado	18
Figura 3: Diagrama de bloques del DDS	20
Figura 4: Ejemplo de generación de señal triangula	20
Figura 5: Tipos de reflectores	22
Figura 6: Circulador (izquierda) y su aislamiento (derecha)	23
Figura 7: Fuente de alimentación del sistema	24
Figura 8: Diagrama de bloques del sistema con las respectivas alimentaciones.....	25
Figura 9: Contenido de la caja de la etapa de generación de señal	25
Figura 10: Contenido de la caja de transmisión y recepción de la señal	26
Figura 11: Señal a la salida del DDS.....	27
Figura 12: Señales de reloj (izquierda) y de actualización de frecuencia (derecha)	27
Figura 13: Señal a la salida del x8 sin filtrar (izquierda) y filtrada (derecha)	28
Figura 14: Señal que se entrega a la antena	28
Figura 15: Respuesta frecuencial del filtro y el amplificador de Banda Base	29
Figura 16: Aislamiento entre dos reflectores.....	30
Figura 17: Adaptación de las antenas receptora (izquierda) y receptora (derecha)	30
Figura 18: Sistema con dos reflectores parabólicos.....	31
Figura 19: RCS mínima detectable	31
Figura 20: Reflectividad mínima detectable.....	32
Figura 21: Diagrama simplificado (izquierda) y la orientación de las bocinas (derecha) del sistema PARC.....	34
Figura 22: Distancia entre el radar y el PARC.....	36
Figura 23: Emplazamiento del radar (izquierda) y el PARC (derecha) durante la calibración	36
Figura 24: Resultados obtenidos con la digitalizadora PARC OFF (izquierda) y PARC ON con atenuador (derecha)	37
Figura 25: Los mismos resultados obtenidos con el analizador de espectros PARC OFF (izquierda) y PARC ON con atenuador (derecha)	37
Figura 26: Episodio de nieve de 27/2/2018 (solo ruido)	41
Figura 27: Episodio de nieve 27/2/2018	41
Figura 28: Episodio de nieve 20/3/2018	42
Figura 29: Episodio de nieve 20/3/2018	42
Figura 30: Episodio de lluvia de 10/4/2018 a las 23:48:51	43
Figura 31: Episodio de lluvia de 10/4/2018 a las 00:29:22	43
Figura 32: Comparación entre el periodograma (izquierda) y el método de Welch (derecha) para el episodio de nieve de 27/2/2018	44
Figura 33: Comparación entre el periodograma (izquierda) y el método de Welch (derecha) para el episodio de nieve de 10/4/2018	45

Lista de tablas

Tabla 1: Requisitos del proyecto	12
Tabla 2: Componentes y sus alimentaciones	24
Tabla 3: Escala dBZ para el radar meteorológico según NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration)	32
Tabla 4: RCS del PARC en función del atenuador utilizado	35
Tabla 5: Precios del hardware y la maquinaria utilizada.....	46
Tabla 6: Precios del software utilizado	46

1. Introducción

El uso generalizado de estaciones de radar durante la Segunda Guerra Mundial reveló la aparición de ruido causado por señales reflejadas en las zonas de precipitación atmosférica. Los primeros estudios de este fenómeno, realizados en EE. UU. y Canadá, condujeron a la creación de radares meteorológicos especializados destinados a las necesidades de la meteorología.

Entre 1950 y 1980, los servicios meteorológicos de todo el mundo comenzaron a utilizar los radares meteorológicos como una herramienta para el monitoreo continuo. En la década de 1970, los resultados se estandarizaron, y los propios radares se organizaron en redes.

Los métodos de radar para estudiar la precipitación se basan en la reflexión y dispersión de las ondas electromagnéticas por los hidrometeoros. La onda electromagnética incidente excita las partículas, que ahora se convierten en osciladores y oscilan con frecuencia de la onda incidente. Parte de esta energía se extiende en el sentido opuesto a la onda incidente, es decir, hacia el radar. La distribución de numerosas fuentes de radiación en la precipitación, fuentes que crean la señal total reflejada, y el valor de esta última son los que llevan la información meteorológica sobre los volúmenes reflectantes.

Este trabajo consiste en desarrollar un instrumento que permita capturar dicha señal total reflejada para su posterior estudio por el equipo de investigación del Departamento de Física Aplicada-Meteorología, de Universitat de Barcelona debido a su interés por saber qué es lo que sucede con los hidrometeoros durante la caída.

1.1 Objetivos y especificaciones

El objetivo principal de este proyecto es la adaptación de un sistema radar para que fuera capaz de detectar y guardar la información que proviene de los hidrometeoros. Por ello, se han establecido los requisitos mínimos (Tabla 1) que debe cumplir el sistema radar según las especificaciones proporcionadas por los meteorólogos:

Especificación	Valor
Distancia máxima de detección	7.500 m
Velocidad máxima de blancos	20 m/s
Resolución en distancia del sistema	10 m

Tabla 1: Requisitos del proyecto

1.2 Plan de trabajo

Durante el transcurso del proyecto se han ido marcando unas tareas a realizar para evitar los retrasos en la realización de dichas tareas y tener controlado en todo momento el avance del proyecto. La organización de las tareas principales para el desarrollo del proyecto se representa de forma resumida en el diagrama de Gantt en la Figura 1 y los paquetes del trabajo detallados se encuentran en el Apéndice A.

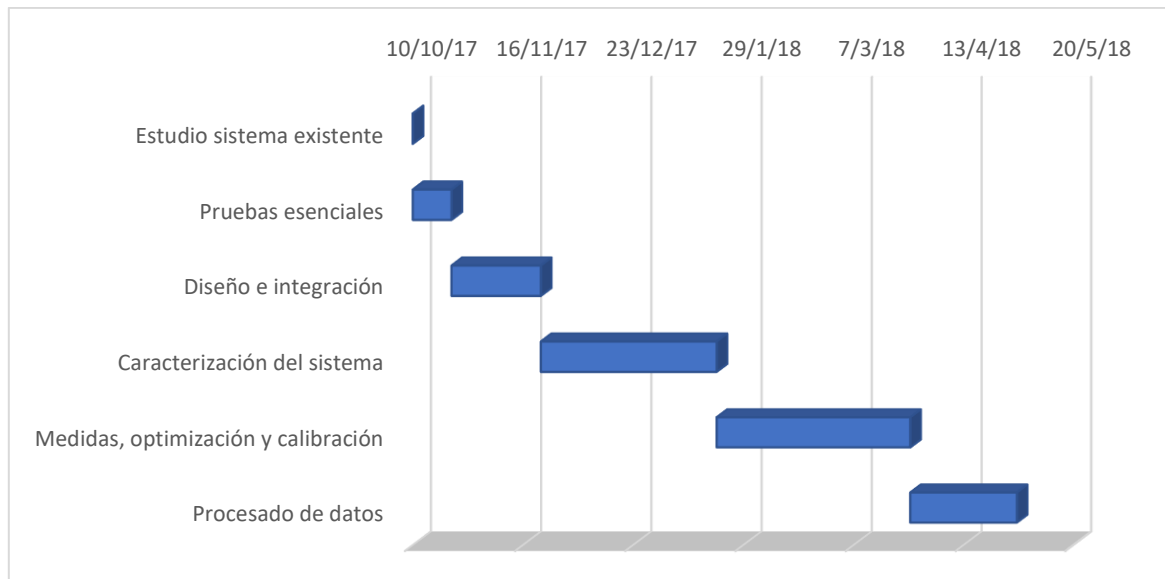


Figura 1: Diagrama de Gantt de los bloques de tareas principales del proyecto

1.3 Estructura del proyecto

El desarrollo de este proyecto se ha dividido en seis capítulos, incluyendo este primer capítulo introductorio donde se explican la motivación que genera la realización del proyecto, se definen los objetivos y se resumen las tareas de la realización del proyecto. El contenido del resto de capítulos se explica a continuación:

- Capítulo 2: se presentan los fundamentos teóricos de los sistemas radar, su principio de funcionamiento y los distintos métodos de detección de blancos.
- Capítulo 3: este capítulo describe los elementos que constituyen el sistema y la función que desempeñan. Después, cada uno de estos elementos se integra en el sistema y se caracteriza para verificar el comportamiento deseado. Una vez caracterizado todo el sistema, se explican detalladamente los procesos que se habían seguido para adquirir los primeros datos y calibrar el sistema.
- Capítulo 4: explica la necesidad del procesado de datos y define las bases teóricas para realizar este proceso. Una vez obtenidos y analizados los primeros resultados, se explica la necesidad de utilizar otro método de procesado. Inmediatamente a continuación, nuevamente se analizan los resultados obtenidos aplicando el método propuesto.
- Capítulo 5: indica el presupuesto del proyecto.
- Capítulo 6: en este último capítulo se relatan las conclusiones personales sobre el desarrollo de este proyecto, junto con las incidencias que habían surgido y se proponen las futuras mejoras del sistema.

2. Fundamentos teóricos de RADAR

2.1 Introducción al RADAR

El radar es término derivado del acrónimo inglés: *Radio Detection And Ranging* y se refiere a un sistema que se base en el transmisor de señal electromagnética que es radiada al espacio por una antena. Cuando esa señal impacta en un objeto o *blanco*, es reflejada o radiada en forma de *eco* hacia varias direcciones, incluida la de la antena receptora. A su vez, la señal eco capturada es enviada al receptor que la procesa y proporciona distancias, altitudes, direcciones y/o velocidades de los blancos.

Por ejemplo, la distancia se determina calculando el tiempo que tarda la señal en viajar desde el radar al objetivo y hacia atrás. La ubicación del objetivo se mide en ángulo, desde la dirección de amplitud máxima del eco, a la que apunta la antena. Y la detección de la velocidad de los blancos en movimiento se basa en el efecto Doppler, nombrado así por el físico austriaco Christian Doppler, quien descubrió este fenómeno en 1842. Dicho efecto se basa en el cambio de frecuencia aparente de una onda producida durante el impacto con el blanco por el movimiento relativo de dicho blanco respecto al radar.

2.2 Tipos de radares

En función de la aplicación y de la onda transmitida se forman dos grupos: el radar pulsado y el radar de onda continua.

- *Radar pulsado*: consiste en transmitir pulsos de corta duración y de gran potencia de pico de forma periódica con la espera de recibir el eco en los instantes cuando se no se transmite nada.
- *Radar de onda continua*: emite la señal de forma constante con una potencia relativamente menor que el radar pulsado, pero a diferencia del pulsado, no mide la distancia a la que se encuentra el blanco sino más bien la tasa de cambio de rango, midiendo el desplazamiento Doppler de la señal de retorno y básicamente se utiliza para medir velocidades. Una mejora de este tipo de radar es el radar de onda continua modulado en frecuencia.

2.3 El principio de funcionamiento radar de onda continua modulado en frecuencia

El principio de funcionamiento de radar FM-CW (*Frequency Modulated Continuous-Wave*) se basa en la transmisión continua de la señal lineal, denominada *chirp*. Esta señal se modula por una función periódica, como por ejemplo una senoide, una señal triangular o una señal diente de sierra, para proporcionar datos sobre la distancia [1]. Modulación es la palabra clave que añade la posibilidad de medir distancias, comparando las señales transmitida y recibida que da lugar a la denominada frecuencia de batido.

En la Figura 2 se representan la señal transmitida y la recibida por un blanco en movimiento.

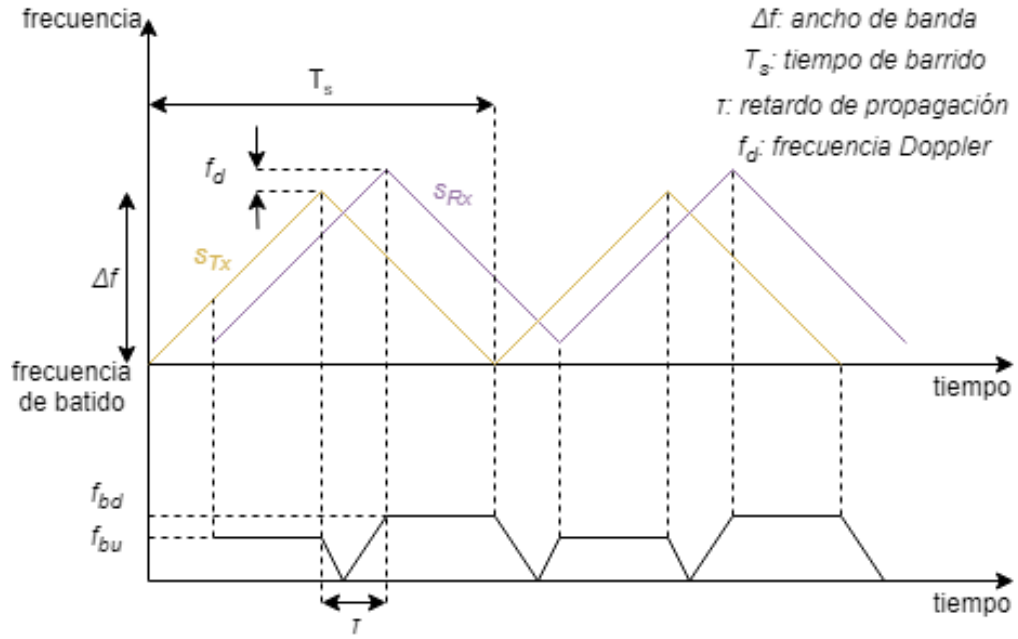


Figura 2: Señales transmitida, recibida y su diferencia

Las componentes de la frecuencia de batido (f_b), debida a la distancia relativa, y las componentes la frecuencia Doppler (f_d), causada por el desplazamiento y el efecto Doppler son:

$$f_b = \frac{\Delta f}{T_s} * \tau \text{ [Hz]} \quad \text{y} \quad f_d = \frac{2v_r}{\lambda} \text{ [Hz]} \quad (2.1)$$

A partir de las señales de la Figura 1, la frecuencia de batido se descompone en:

$$f_{bu} = s_{Tx} - s_{Rx} \text{ [Hz]} \quad \text{y} \quad f_{bd} = s_{Tx} + s_{Rx} \text{ [Hz]} \quad (2.2)$$

Finalmente, a partir de la combinación de las ecuaciones 2.1 y 2.2, y sabiendo que $\tau = \frac{2R}{c}$ se obtienen la distancia y la velocidad (componente radial) del blanco:

$$R = \frac{cT_s}{4\Delta f} * (f_{bd} + f_{bu}) \text{ [m]} \quad \text{y} \quad v_r = \frac{\lambda}{4} * (f_{bd} - f_{bu}) \text{ [m/s]} \quad (2.3)$$

2.4 Balance de potencias y reflectividad

Antes de proceder, es importante caracterizar el comportamiento del sistema mediante el balance de potencia que viene dado según la ecuación de señal-ruido (SNR):

$$SNR = \frac{P_t G_{Tx} G_{Rx} \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L k T_{eq} \frac{2}{T_s}} \quad (2.4)$$

Donde L define las pérdidas totales, $\frac{2}{T_s}$ [Hz] corresponde al ancho de banda de ruido y σ [m^2] es la sección recta radar o RCS (*Radar Cross-Section*) que es una medida de la superficie ficticia que ve el radar del blanco. Como se quiere observar el fenómeno meteorológico en forma de la precipitación donde los blancos tienen distribución volumétrica, dicha sección recta radar se representa como el producto de la densidad volumétrica de RCS (η [m^{-1}]) con el volumen de incertidumbre (V_u [m^3]), donde el V_u se calcula como el producto de la resolución longitudinal o en distancia (ΔR) por la superficie iluminada por el radar (ΩR^2) :

$$\sigma = \eta V_u = \eta \Omega R^2 \Delta R \text{ [m}^2\text{]} \quad (2.5)$$

Para evaluar las propiedades reflectivas de las partículas de la precipitación se aplica una serie de características relacionadas entre sí: el área efectiva de dispersión por la i -ésima partícula (σ_i), la densidad volumétrica de RCS (η) y reflectividad (Z). Si se cumple la condición de Rayleigh, según la cual el radio de la partícula a es menor o igual que $0,3 * \lambda$, la expresión de σ_i resulta ser menos complicada:

$$\sigma_i = \frac{64\pi^5 a^6}{\lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1} \right|^2 \text{ [m}^{-2}\text{]} \quad (2.6)$$

Donde m es el índice de refracción complejo de las partículas en la longitud de onda λ . La existencia de la parte compleja en el índice m indica que la parte de la energía incidente se absorbe por la materia de la partícula. Para el agua en la banda centimétrica: $\left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1} \right|^2 = 0,93 \pm 0,004$ y para el hielo con la densidad unitaria es 0,197 [2]. Para eliminar la dependencia de η y λ se introduce el concepto de la reflectividad (Z) que se describe mediante:

$$Z = \frac{\lambda^4}{\pi^5} \eta \text{ [m}^3\text{]} \quad (2.7)$$

Teniendo en cuenta que la densidad volumétrica se expresa como la contribución de la suma de cada una de las i -ésimas partículas dentro de volumen de incertidumbre (V_u):

$$\eta = \sum_{i=1}^N \frac{\sigma_i}{V_u} \text{ [m}^{-1}\text{]} \quad (2.8)$$

La reflectividad se obtiene como resultado de las ecuaciones 2.6, 2.7 y 2.8:

$$Z = \sum_{i=1}^N \frac{D_i^6}{V_u} \left[\frac{m^6}{m^3} \right] \quad (2.9)$$

Donde D_i es el diámetro de la partícula i -ésima. En la práctica, la reflectividad se mide como $\frac{mm^6}{m^3}$ o dBZ (en la escala logarítmica) respecto a $Z_0 = 1 \text{ mm}^6 * m^{-3}$:

$$Z = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^N \frac{D_i^6}{V_u}}{Z_0} \right) [dBZ] \quad (2.10)$$

Para obtener la SNR se necesita saber el valor de sección recta radar, la cual no es fácil de obtener ya que implica saber los tamaños de las gotas y su cantidad. Debido a eso, normalmente se especifica que SNR necesita el sistema para funcionar correctamente, y se plantea el problema de la siguiente manera: en función de la SNR que el sistema necesita, se puede conocer cuál es la sección recta radar mínima que nuestro sistema será capaz de captar. Así, a partir de la ecuación 2.10, se obtiene la siguiente ecuación de la sección recta radar:

$$\sigma = \frac{SNR (4\pi)^3 R^4 L k T_{eq} \frac{2}{T_p}}{P_t G_{ant_{tx}} G_{ant_{rx}} \lambda^2 G_{sist}} [m^2] \quad (2.11)$$

3. FM-CW Radar de banda X a 9,65 GHz

3.1 Estructura del radar

El objetivo de este proyecto es adaptar el sistema GB-SAR (*Ground-Based Synthetic-Aperture Radar*) existente para desarrollar un instrumento que cumpla con las especificaciones. Se trata de un FM-CW radar cuyo diagrama de bloques es el siguiente:

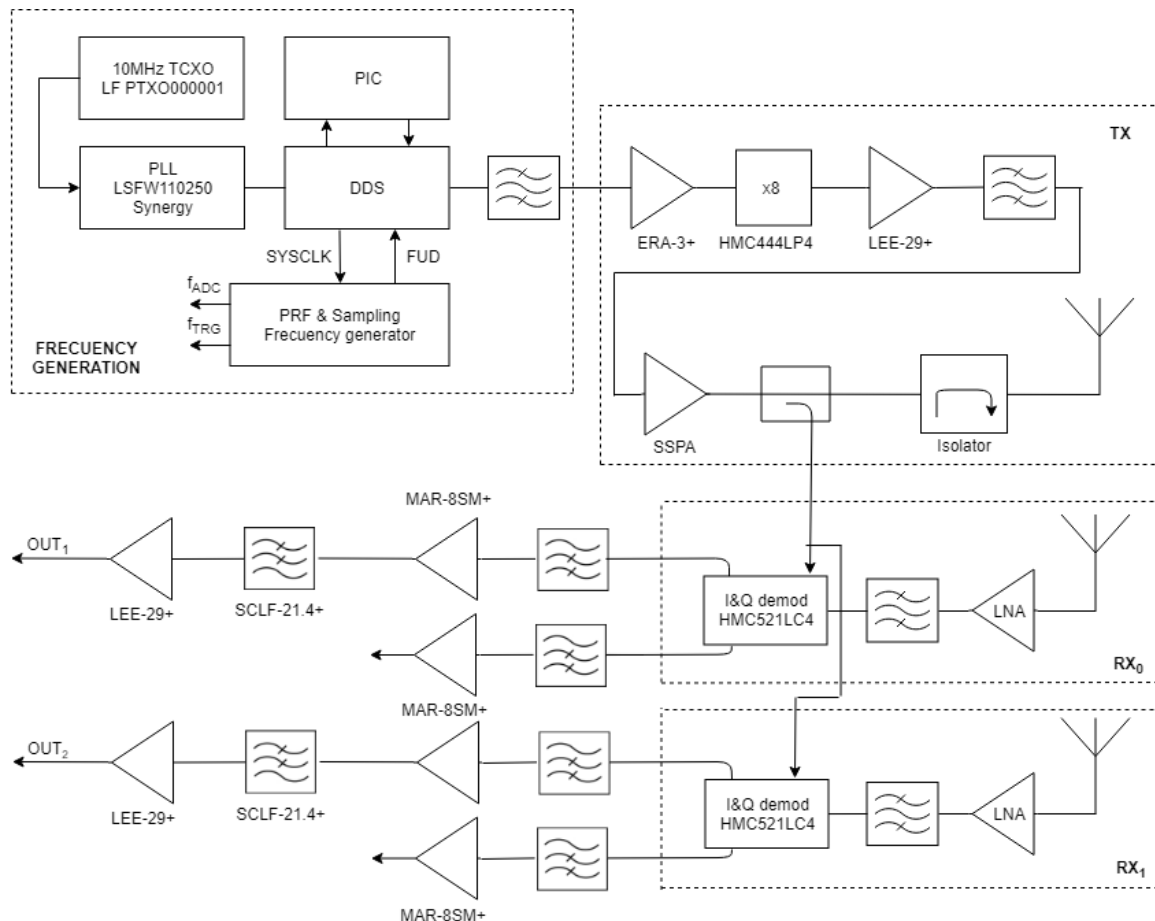


Figura 3: Diagrama de bloques del sistema heredado

En la figura anterior aparecen varios elementos (elementos de generación de señal, filtros, amplificadores, multiplicador activo de frecuencia, acoplador direccional, etc.), pero se pueden diferenciar 5 bloques principales de un sistema radar:

- Generación de la señal
- Transmisor
- Receptor
- Antenas
- Alimentación

Donde el bloque de la generación de la señal se ocupa de generar la señal con las características deseadas y la entrega al bloque de transmisión para su amplificación, cogida de la muestra de la señal como oscilador local (*LO: Local Oscillator*) y transmisión por la antena. Cuando a la señal recibida, esta se amplifica, se filtra y se mezcla con la LO para obtener la frecuencia de batido o frecuencia intermedia (*IF: Intermediate Frequency*) y acondicionarla para ser digitalizada y almacenada. A continuación, se explica la constitución de cada bloque y los elementos que se utilizan.

3.1.1 Generación de la señal

La finalidad de este bloque es generar la señal según las características deseadas, como la forma de onda, la frecuencia central y el ancho de banda de la misma. Al analizar el conjunto de la generación de la señal del SAR, a su salida se observa una señal chirp triangular centrada a 1,206 GHz con un ancho de banda 12,5 MHz. Después de pasar por el multiplicador x8, dicho ancho de banda corresponde a una resolución espacial de 1,5 m según la ecuación 3.1:

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f} [m] \quad (3.1)$$

Con lo cual, lo que lo único que interesa modificar es el ancho de banda de la señal para obtener una resolución de 10 m (15 MHz de ancho de banda) y para ello se tiene que reprogramar el chip PIC 18F4520 de Analog Devices, mediante el compilador de compilación DV164035 de Microchip. Dicho chip entrega la frecuencia de referencia a la placa DDS AD9858, fabricado por Analog Devices.

La señal f_{TRG} corresponde la frecuencia de repetición (*PRF: Pulse Repetition Frequency*) de la señal triangular. Se ha especificado que la velocidad máxima de los blancos es de 20 m/s, por tanto, la frecuencia Doppler máxima detectable (calculada a partir de la ecuación 2.3) será de 2,5 kHz. Como la PRF debe ser mayor que el doble de la frecuencia Doppler, se toma el valor de 5,44 KHz con lo cual se consigue cumplir con el requisito de la velocidad máxima detectable.

Por otro lado, f_{ADC} , que también se utiliza como el reloj del sistema, es la señal de la frecuencia de muestreo. Debido a que la señal que proviene de los blancos se digitaliza con la PXI 5124 de National Instruments, la frecuencia de muestreo mínima que se especifica para esta digitalizadora es de 30 MHz. Por ello se decide tomar la frecuencia de muestreo de 44,6 MHz.

El código de programación de PIC 18F4520 se encuentra en el Apéndice B y a continuación se explica el proceso de generación de señal.

DDS (Direct Digital Synthesizer) AD9858: es un dispositivo que genera la señal de frecuencia o fase arbitraria a partir de una referencia de reloj de frecuencia fija. Su diagrama de bloques es el siguiente:

Direct Digital Synthesis

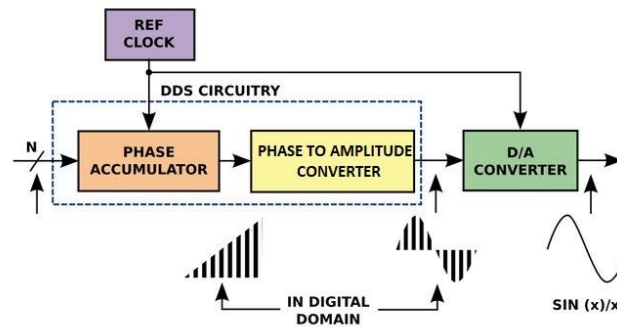


Figura 4: Diagrama de bloques del DDS

El funcionamiento del DDS comienza con el acumulador de fase donde el microcontrolador PIC 18F4520 actualiza los registros de DDS, guardando la frecuencia programada con cada la señal de reloj. El acumulador sitúa en cada posición de memoria la fase que corresponde a dicha frecuencia. A continuación, el convertidor de fase a amplitud o “el mapeador” asigna un valor de tensión a cada valor de la fase en función de la señal que se desea obtener. Estos valores de tensión a partir del conversor digital-analógico se transforman en tensión que formará la señal analógica. En nuestro caso se genera una señal triangular (Figura 5):

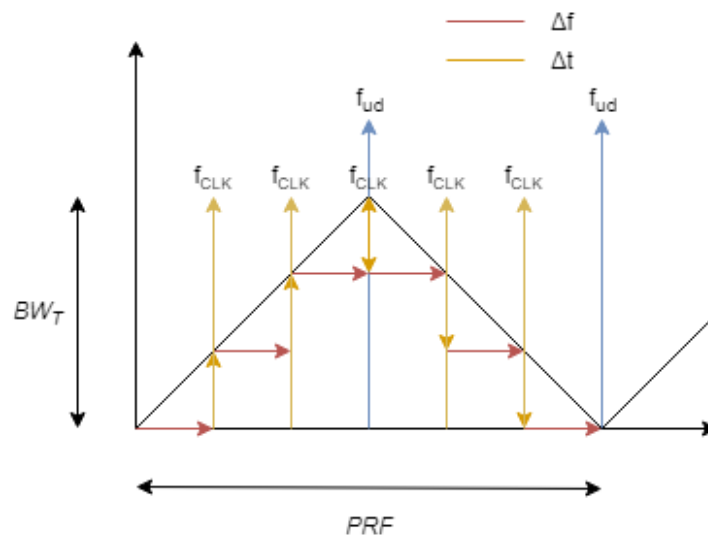


Figura 5: Ejemplo de generación de señal triangular

El proceso que se sigue es el siguiente: con cada actualización del CLK, el PIC entrega al DDS el incremento de frecuencia y con cada f_{TRG} , el incremento de frecuencia cambia de signo hasta la siguiente f_{TRG} (la pendiente pasa de positiva a negativa y viceversa).

3.1.2 Transmisor

Debido a que se han tenido que reajustar o sustituir los elementos hardware, se decide separar los bloques de generación y transmisión/recepción en distintas unidades (cajas), ya que a lo largo del

desarrollo del proyecto se ha visto que es necesario reducir la complejidad y aumentar la accesibilidad para el ajuste de hardware. Por otra parte, esta separación disminuye la cantidad de elementos hardware que hay que proteger debido a que solo la caja que contiene el transmisor y el receptor estará expuesta a las condiciones meteorológicas adversas.

El bloque de la generación de la señal del sistema heredado entrega la frecuencia de 1,206 GHz de ancho de banda de 12,5 MHz al multiplicador x8 HMC444 de Analog Devices para obtener la frecuencia deseada de 9,65 GHz de 15 MHz de ancho de banda.

La señal multiplicada se entrega al amplificador de potencia o *booster* cuya finalidad es amplificar la señal hasta el nivel deseado. Para ello se utiliza el amplificador de potencia de banda ancha ZV-183+ de Mini Circuits, cuya ganancia de potencia mínima dentro de la banda de interés es de 20 dB.

El siguiente paso es tomar una muestra de la señal LO que se envía para poder obtener la señal IF después en la recepción. En este caso se utiliza un acoplador direccional de diseño y fabricación del departamento de TSC que queda integrado en una placa junto con el mezclador (explicado en la parte del receptor), cuyo factor de acoplamiento es de 15,6 dB y las pérdidas por inserción son de 0,4 dB. Y finalmente, la señal se entrega a la antena transmisora para su emisión.

3.1.3 Receptor

Antes de hacer cualquier tipo de manipulación sobre la señal, esta se tiene que amplificar ya que puede llegar a ser muy débil y susceptible a los efectos del ruido. Es por esa razón que el amplificador de bajo ruido (*LNA: Low Noise Amplifier*) se tiene que instalar lo más cercano posible a la salida de la antena receptora para minimizar el impacto del ruido sobre la señal. LNA es un amplificador de microondas que amplifica la señal de muy baja potencia sin degradar significativamente la relación señal a ruido a su salida.

En nuestro caso se utiliza un LNA AL28-9-10-20 de Microwave Amps, cuya ganancia de pequeña señal mínima de 20 dB y con el punto de compresión a 1 dB en 10 dBm en la salida, según las especificaciones del fabricante.

Ahora se trata de bajar en frecuencia la señal recibida. El proceso consiste en la multiplicación de esta señal junto con la señal LO para obtener la señal IF. En este caso se utiliza el mezclador frecuencial de banda ancha HMC412MSG8G de Analog Devices cuyas características principales para una señal LO de +10 dBm es que la pérdida de conversión típica dentro de la banda de trabajo es de 8 dB.

Ahora se ha obtenido la señal de frecuencia de batido, pero sigue siendo débil con lo cual se utilizan los amplificadores ERA-3 y MAR-8 de Mini Circuits, heredados del sistema anterior junto con el filtro paso bajo. Dicho filtro tiene la frecuencia de corte de 9 MHz (lo que corresponde a una altura de 9 km, con lo cual se ajusta a la altura requerida de 7500 m) con el fin de eliminar la información no necesaria sobre las alturas superiores.

3.1.4 Antenas

Como se trata de una aplicación donde el sistema estará observando una parte de cielo y se requiere un largo alcance, se necesitan antenas muy directivas para compensar las pérdidas debidas a la propagación en espacio libre. Hace falta recordar que en el sistema radar la señal

recorre el camino de ida hacia el blanco y el de vuelta, con lo cual las pérdidas son proporcionales a R^4 . Para la detección de blancos a distancias elevadas se suelen utilizar reflectores parabólicos y estos se dividen en:

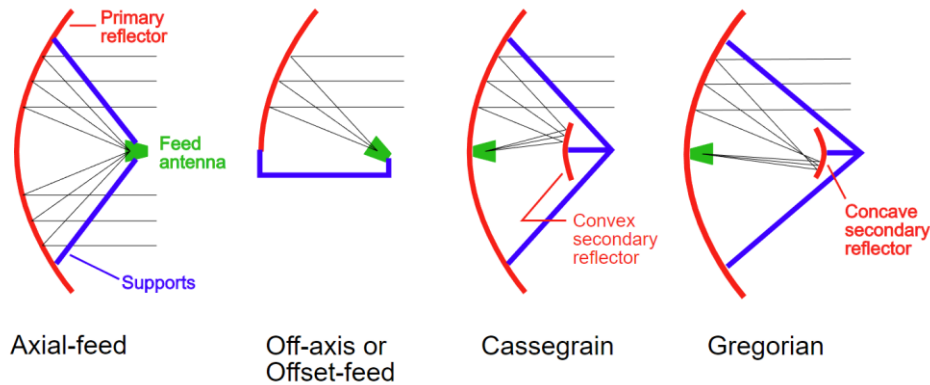


Figura 6: Tipos de reflectores

Todos los reflectores comparten el mismo principio de funcionamiento: en el foco de la parábola se sitúa el alimentador o *feeder* que emite las ondas electromagnéticas hacia el reflector principal o secundario de manera que las ondas de salida hacia el espacio son paralelas al eje del paraboloide. Además, como el camino que recorren las ondas desde el alimentador hasta el reflector tiene la misma distancia, estas ondas paralelas forman una onda plana.

Dependiendo de la aplicación en concreto y de los requisitos se utiliza un tipo u otro. En nuestro caso se utilizan antenas comerciales de Televés de 80 cm de diámetro ya que el sistema trabaja a 9,65 GHz, una frecuencia cercana a la banda de trabajo de las antenas satélite comerciales (10,7-12,75 GHz) junto con los alimentadores diseñados en el departamento de TSC de la UPC que operan a 9,65 GHz. Por otro lado, este tipo de antena evita la acumulación de agua y nieve en la antena ya que el sistema estará apuntando verticalmente.

Una vez decidido el tipo de la antena, se hace un estudio sobre si el sistema será monoestático (la misma antena actúa como transmisora y receptora) o pseudomonoestático (se utilizan antenas distintas para la transmisión y recepción). Cada una de las configuraciones tiene las siguientes ventajas e inconvenientes:

- *Sistema monoestático*: como principal ventaja esta configuración tiene las dimensiones muy reducidas ($<1 \text{ m}^3$), lo cual aumenta la movilidad del sistema, pero requiere utilizar un circulador. Se trata de un dispositivo pasivo no recíproco de tres puertos donde la señal que entra por cualesquiera de los puertos solo se transmite al siguiente puerto en rotación y se aísla del puerto en el otro sentido de rotación. La finalidad de este dispositivo es aislar la señal de gran potencia que se inyecta por el puerto 1 de la señal recibida que sale por el puerto 3 para evitar la saturación de la cadena de recepción. El esquema de este elemento se representa en la Figura 7, izquierda:

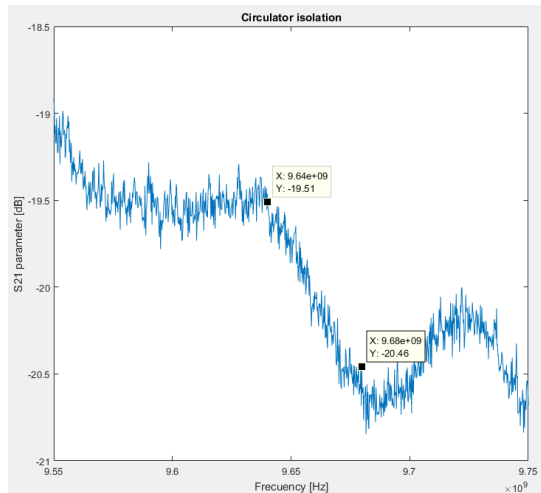
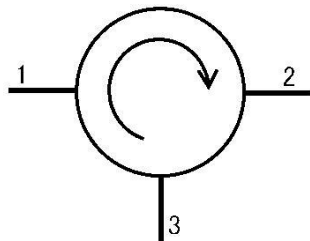


Figura 7: Esquema del circulator (izquierda) y su aislamiento (derecha)

El fundamental problema es que se dispone de un único circulator (Thompson BJ 3912) cuya banda de trabajo se ajusta a la del sistema y el aislamiento que proporciona (Figura 7, derecha) no es suficiente lo cual hace que la señal que se quiere transmitir perturba la señal recibida. Por ello se decide hacer el sistema pseudomonoestático.

- *Sistema pseudomonoestático*: una de las ventajas que presenta este sistema frente al anterior es que el aislamiento que hay entre las señales transmitida y recibida es mayor, pero también hace que el sistema aumente en dimensiones y peso. Por otro lado, la configuración del transmisor y del receptor permite el desarrollo del radar de doble polarización (se desea que sea una futura mejora del sistema). Este tipo de radar proporciona más información sobre la topología de los blancos. Con la tecnología dual-pol, la imagen que proporcionan los blancos es bidimensional porque el radar envía ondas electromagnéticas tanto de polarización horizontal como vertical. A medida que estos campos perpendiculares rebotan en un objeto y se reciben nuevamente en el radar, se procesa por separado de la información sobre la dimensión horizontal y vertical de los blancos. Esta sección transversal ahora proporciona al usuario la información sobre el tamaño y la forma de los blancos.

3.1.5 Alimentación

La mayoría de los componentes mencionados anteriormente tienen unos requerimientos de tensiones y corriente proporcionados por los fabricantes que quedan resumidos en la Tabla 2 junto con sus características principales:

Componente	Potencia nominal de entrada	Potencia a la salida	Ganancia	Alimentación
DDS AD9858				+15 V / 150 mA +5 V / 400 mA
PIC 18F4520				Min: +4.2 V Max: +5.5 V
X8: HMC444		Max: +6 dBm		+5 V / 68 mA

Amplificador ZVA-183+		Max: +21 dBm	Típica: 26 dB Medida: 24,5 dB	+12 V / 400 mA
LNA AL28-9-10- 20		Max: +10 dBm	Mín: 20 dB Medida: 22,4 dB	+12 V / 100 mA
Amplificador ERA-3 y MAR-8	Max: +13 dBm	Max: +12,5 dBm	ERA-3(típica): 23,4 dB MAR-8(típica): 31,5 dB	+8 V / 38 mA
Ventiladores				+12 V / 65 mA +5 V / 110 mA

Tabla 2: Componentes y sus alimentaciones

La mayoría de los componentes tienen una alimentación diferente, por eso en trabajos previos se diseñaron varias placas que proporcionan todas las alimentaciones necesarias que se integran en una caja (Figura 7) donde hay dos bloques principales de transformación: en el bloque 1 se pasa de 220 V a +15 V y en el bloque 2 se pasa de 220 V a +8 V. A posteriori, se utilizan reguladores lineales para pasar de +15 a +12 y de +8 a +5. Las fuentes que se utilizan son fuentes lineales ya que, a diferencia de fuentes conmutadas, no introducen ruido ni polarizan los amplificadores. En la Figura 9 se representa el diagrama de los elementos junto con las alimentaciones.

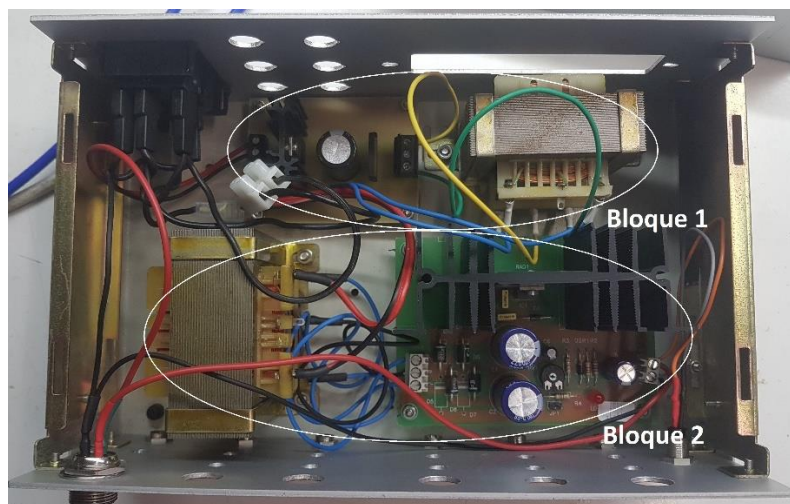


Figura 8: Fuente de alimentación del sistema

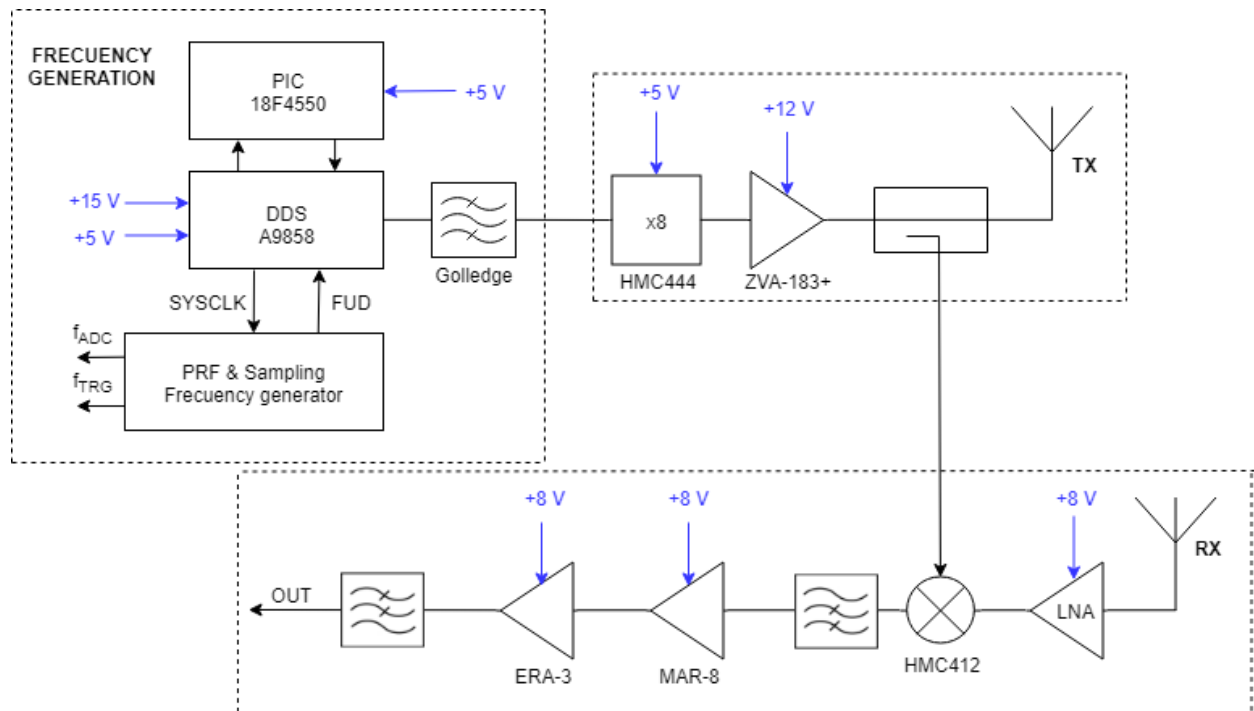


Figura 9: Diagrama de bloques del sistema con las respectivas alimentaciones

3.2 Integración y validación

3.2.1 Integración del sistema

Como se ha comentado anteriormente, se decide separar todo el sistema en dos cajas: generación de la señal y parte de RF. De esta forma, se diseña la primera caja para que contenga la placa que integra el DDS y el PIC (Figura 10). Debido a que esta caja no estará expuesta a las condiciones meteorológicas de forma explícita y los elementos que contiene no generan temperaturas excesivas, se decide instalar solo un ventilador para una mínima ventilación.

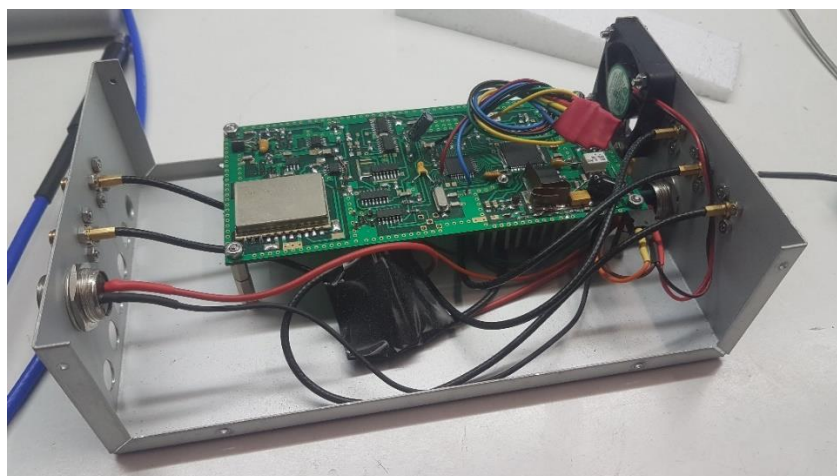


Figura 10: Contenido de la caja de la etapa de generación de señal

El siguiente paso es la integración de los bloques de transmisión y recepción en la caja. Como se tiene un amplificador de alto consumo que lleva puesto un disipador, se decide instalar el sistema de ventilación formado por dos ventiladores: uno de inyección y otro de extracción de aire.

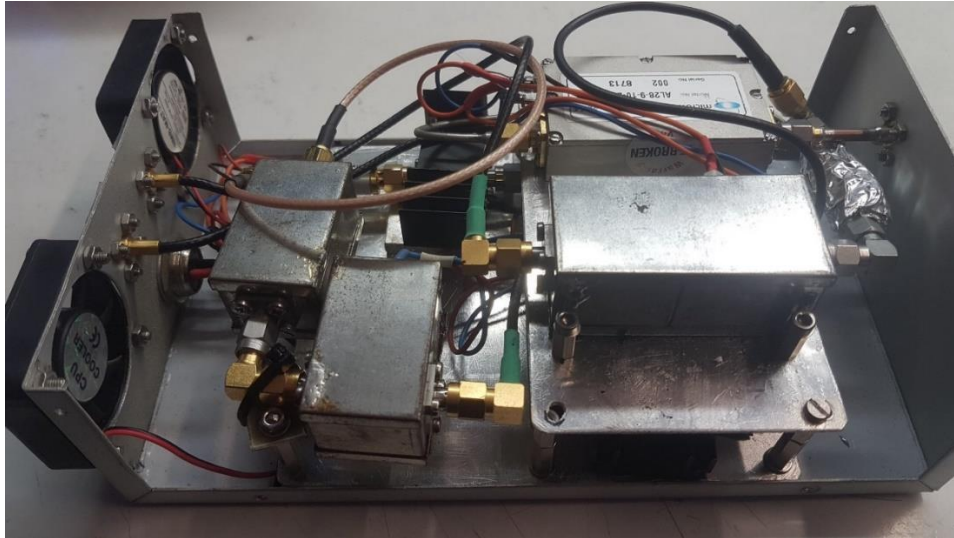


Figura 11: Contenido de la caja de transmisión y recepción de la señal

Como se puede observar, todos los elementos de radio frecuencia están protegidos por cajas de latón. La razón de esta instalación es evitar las radiaciones e interferencias internas no deseadas, aparte de proteger los componentes de daños mecánicos. A medida que se iban ubicando los elementos, se hacían las medidas de la señal que se obtenía en las salidas.

3.3 Caracterización y validación del sistema

Una vez integrado el sistema, hay que comprobar de forma empírica que se obtienen las señales necesarias y que los elementos del sistema trabajan entre los márgenes especificados por el fabricante.

3.3.1 Generación de señal y transmisor

Primero de todo, se verifica que el bloque de generación de señal entrega todas las señales necesarias. De esta forma, en sus salidas se obtienen las siguientes señales (Figuras 12 y 13):

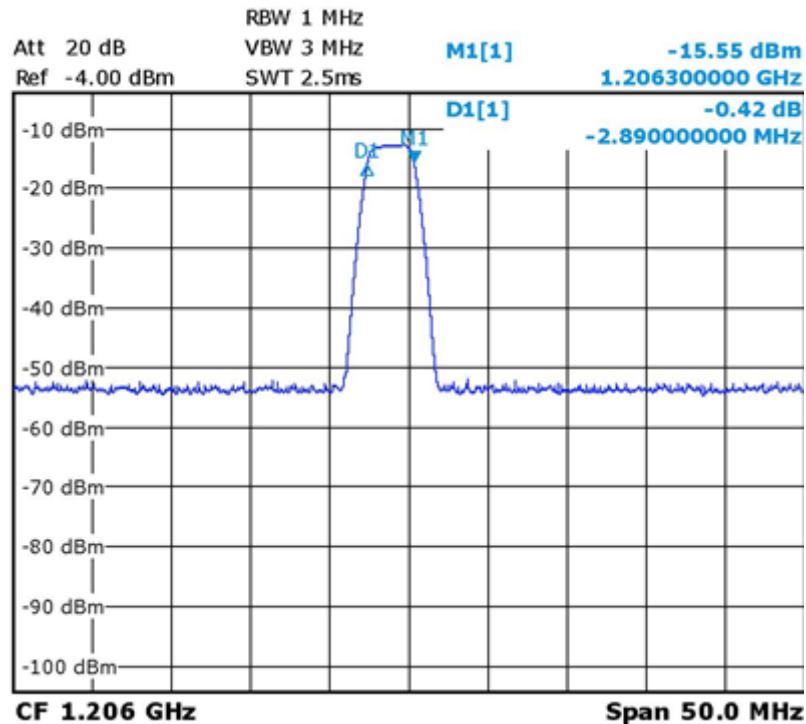


Figura 12: Señal a la salida del DDS

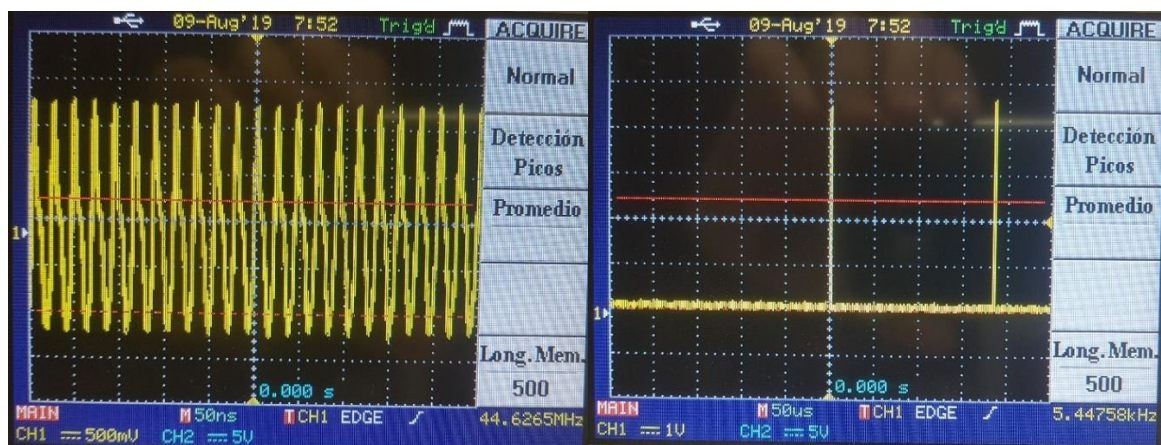


Figura 13: Señales de reloj (izquierda) y de actualización de frecuencia (derecha)

Hay que anotar que las figuras que contengan niveles de potencia, estos no corresponden a los reales ya que se han reducido poniendo atenuadores para evitar saturar o estropear el analizador de espectros.

El siguiente paso es la entrega de la señal al multiplicador por 8. Pero al caracterizarlo, se observa que a la salida de este aparecen armónicos (Figura 14, izquierda) que vienen generados por el propio multiplicador ya que no multiplica la señal directamente por 8 sino que primero lo hace por 2 y después por 4. Debido a esto, el principal armónico que se observa se encuentra a 4,83 GHz (la mitad de la frecuencia de trabajo del sistema) con la diferencia de potencia de 25,75 dB respecto a la señal de interés. Entendiendo que esta relación entre armónicos no es suficiente, se decide

añadir un filtro de banda estrecha centrado a 9,65 GHz para evitar saturar el amplificador de potencia con la potencia de estos espurios. Con lo cual, se consigue filtrar completamente la señal de interés (Figura 14, derecha)

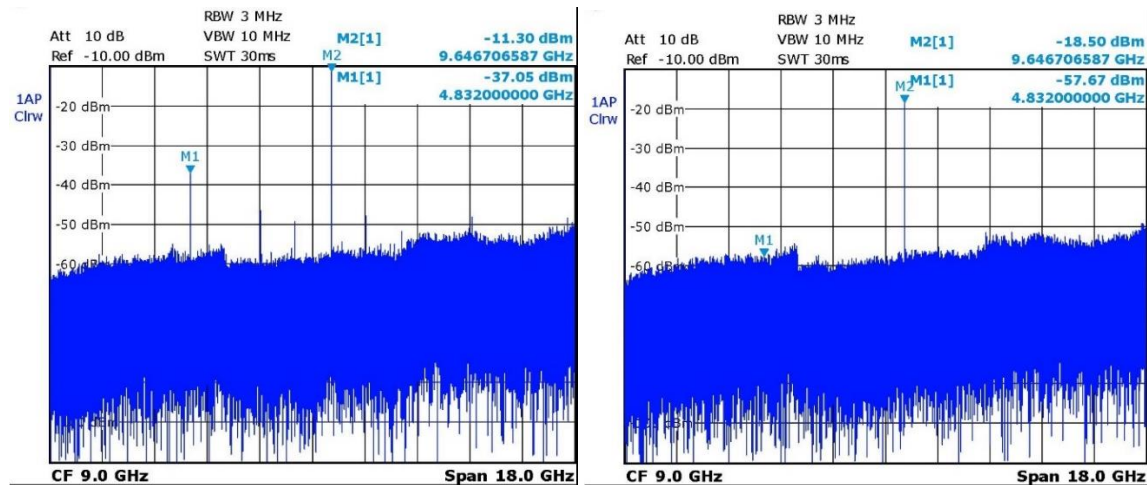


Figura 14: Señal a la salida del x8 sin filtrar (izquierda) y filtrada (derecha)

Una vez filtrada y amplificada la señal, esta se mide en la salida del acoplador direccional, es decir, la señal que se entrega directamente a la antena transmisora y se obtiene (Figura 15):

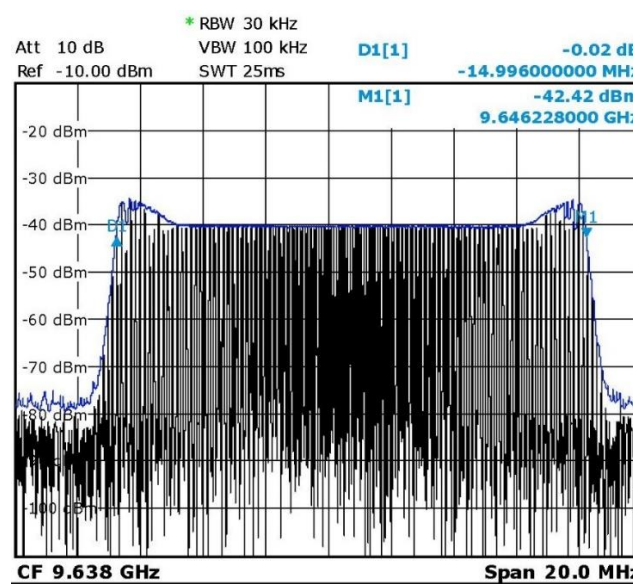


Figura 15: Señal que se entrega a la antena

Donde se puede observar que se genera una señal chirp con la frecuencia central de 9,646 GHz y un ancho de banda de 14,996 MHz con lo cual se dan por alcanzados 2 de los requisitos: frecuencia de trabajo a 9,65 GHz con un ancho de banda de 15 MHz.

3.3.2 Receptor

El primer elemento de la cadena es el amplificador de bajo ruido, con lo cual, interesa saber la ganancia que proporciona. Para medirla, se utiliza el vatímetro de radio frecuencia. Se trata de un instrumento de alta precisión que mide la potencia pudiendo especificar la frecuencia de interés. La medida se realiza mediante la inyección de un tono de -60 dBm a la entrada y a su salida se obtiene -37,6 dBm, por tanto, la ganancia es de 24,8 dB.

Ahora hay que encontrar las pérdidas que introduce el mezclador. Esta medida se realiza mediante la inyección de un tono de, por ejemplo, -20 dBm a la entrada de radio frecuencia con el sintetizador de frecuencias y otro de +10 dBm a la entrada LO con lo cual a la salida IF se había obtenido -28,2 dBm. Por lo tanto, se obtiene que las pérdidas son de 8,2 dB.

El último paso para caracterizar completamente el sistema es caracterizar el conjunto de amplificadores y filtros de la frecuencia intermedia. Para ello, se utiliza el analizador de redes y se hace un barrido frecuencial en un ancho de banda de 10 MHz que corresponde a una distancia máxima de 9190 m según la siguiente relación entre la frecuencia y distancia:

$$f = R * \frac{\Delta f}{T_s} * \frac{2}{c_0}$$

La respuesta frecuencial del conjunto anterior para la frecuencia intermedia es la siguiente (Figura 16):

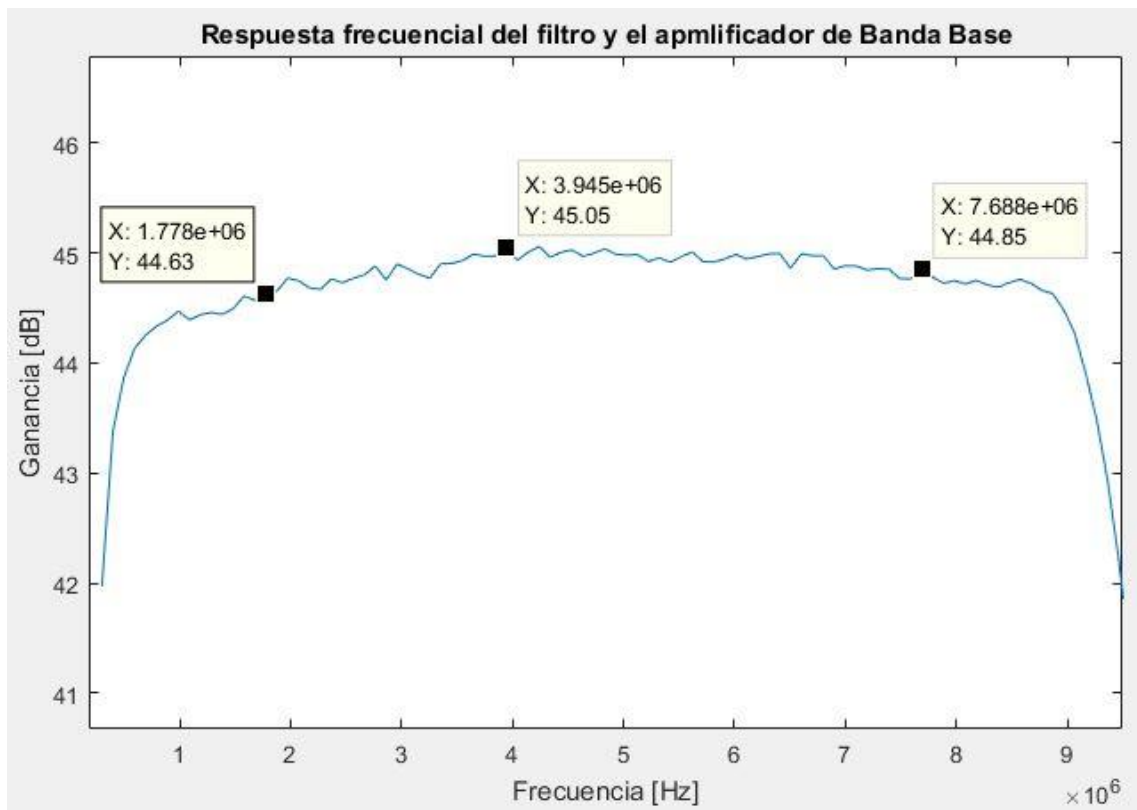


Figura 16: Respuesta frecuencial del filtro y el amplificador de Banda Base

En la figura anterior se puede observar que la frecuencia de corte del filtro es de aproximadamente 9 MHz con lo cual no penaliza y cumple con el requisito de la distancia máxima. También se puede ver que la respuesta de la ganancia en la banda de interés no es completamente plana y oscila entre 44 y 45 dB.

3.3.3 Antenas

Debido a que se utilizan los alimentadores heredados que estaban diseñados para trabajar a 9,65 GHz, se trata de verificar el comportamiento de los conjuntos alimentador y reflector, en concreto, la adaptación y el aislamiento.

Ambas medidas se realizan con el analizador de redes. Si se configura el analizador de redes en la banda de interés, se obtienen los siguientes resultados (Figura 17 y 18):

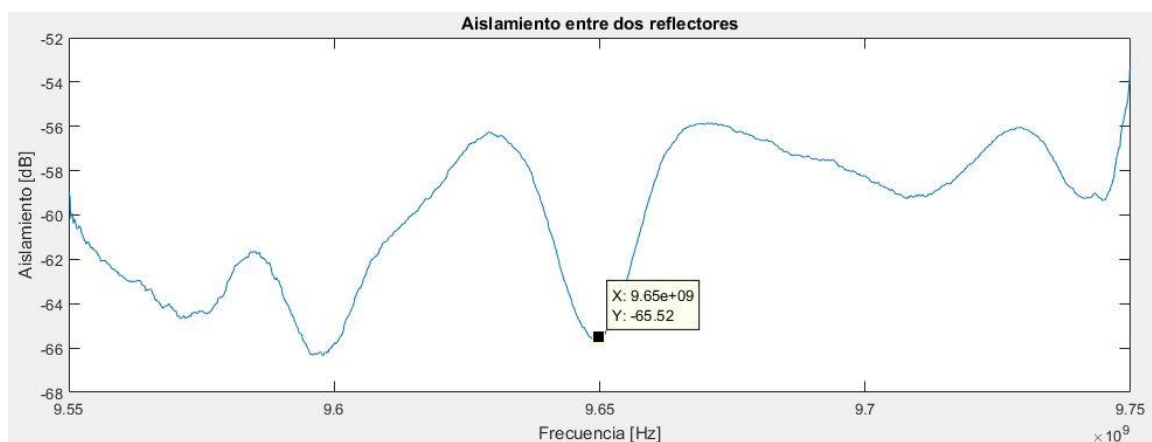


Figura 17: Aislamiento entre dos reflectores

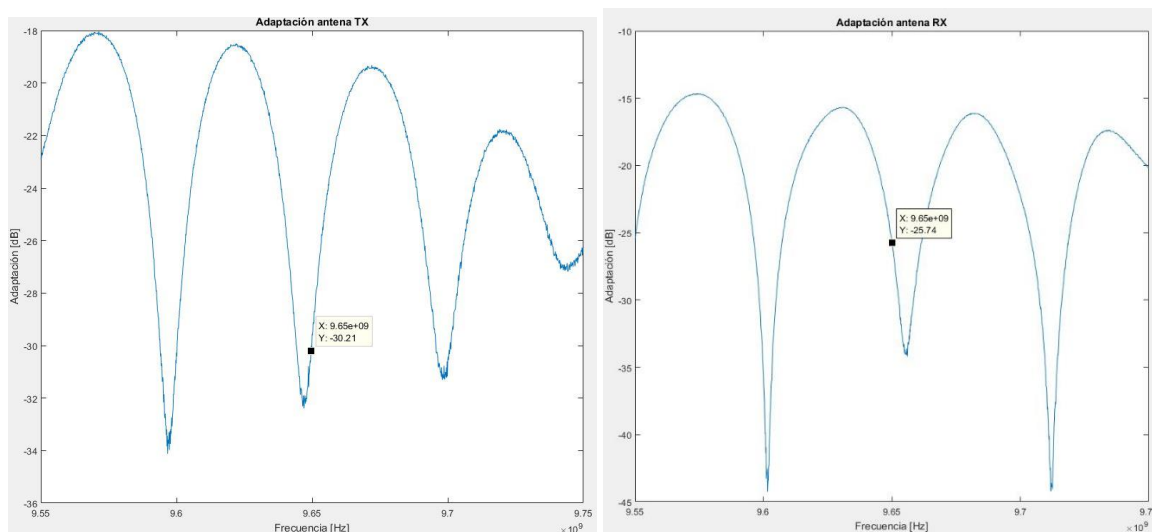


Figura 18: Adaptación de las antenas receptora (izquierda) y receptora (derecha)

En las que se puede observar que la adaptación de las dos antenas es mayor de 20 dB y que el aislamiento que se consigue es de 65 dB dentro de la banda de trabajo.

De esta forma, los alimentadores (rojo) y los reflectores (naranja) se montan sobre la estructura y son los de la Figura 19:



Figura 19: Sistema con dos reflectores parabólicos

3.3.4 Balance de potencia y reflectividad

Teniendo en cuenta los valores obtenidos durante la caracterización (Tabla 2), estos se sustituyen en la ecuación 2.11 y se obtiene los valores de la sección recta radar mínima detectable por el sistema (Figura 20), asumiendo que lo que se observa es agua líquida y la SNR mínima necesaria para el funcionamiento correcto del sistema es de 10 dB.

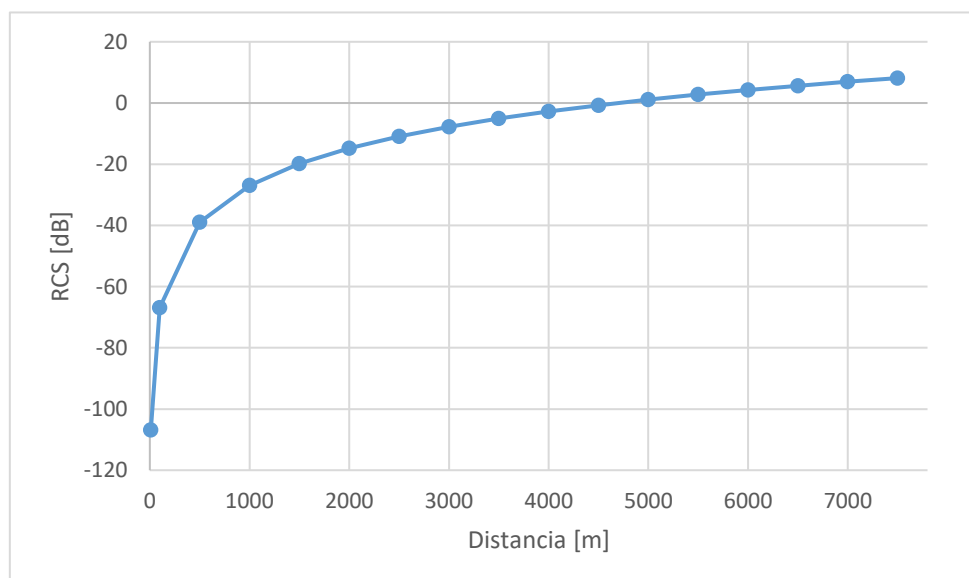


Figura 20: RCS mínima detectable

Pero estos valores no son muy útiles y por ello esta sección recta radar mínima se pasa a dBZ según las ecuaciones 2.5-2.10 se obtiene (Figura 21):

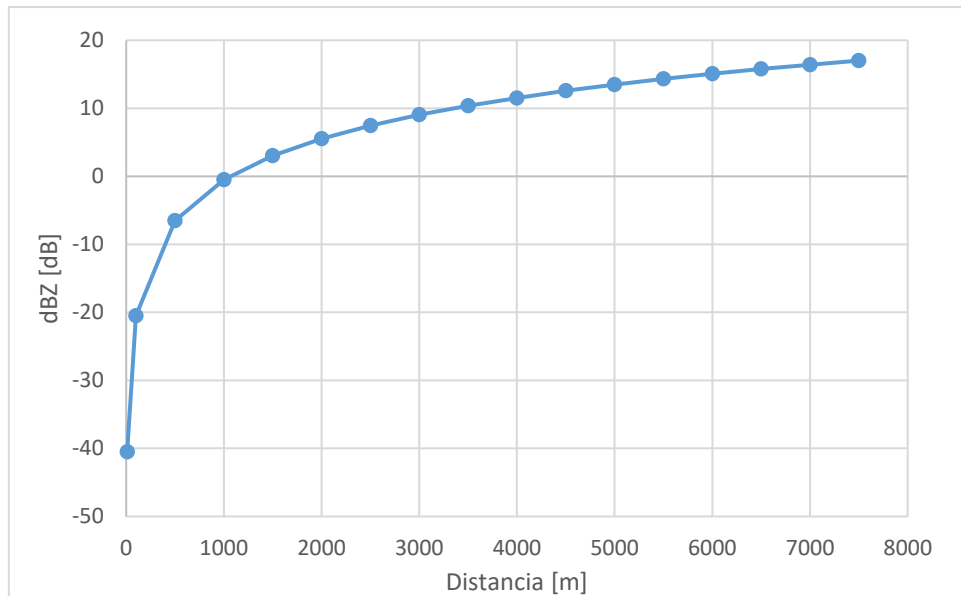


Figura 21: Reflectividad mínima detectable

Considerando que la reflectividad que presenta una lluvia muy ligera es de 20 dBZ dentro de la escala genérica de representación de la reflectividad en función de la precipitación de los radares meteorológicos se representa entre 5 y 75 dBZ (Tabla 3). Entonces, a la vista de los resultados obtenidos, se concluye que el sistema alcanzará a medir las precipitaciones en forma de hidrometeoros.

dBZ	R (mm/h)	Intensidad
5	0.07	Inapreciable
10	0.15	Niebla ligera
15	0.3	Niebla
20	0.6	Muy ligera
25	1.3	Ligera
30	2.7	Ligera a moderada
35	5.6	Lluvia moderada
40	11.53	Lluvia moderada
45	23.7	Moderada a intensa
50	48.6	Lluvia intensa
55	100	Muy intensa/granizo ligero
60	205	Extrema/granizo moderado
65	421	Extrema/granizo grande

Tabla 3: Escala dBZ para el radar meteorológico según NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration)

3.4 Adquisición

Una vez estudiado que el sistema es capaz de detectar la lluvia e integrado todo el sistema, se procede a configurar el instrumento con el cual se digitalizarán y donde se almacenarán los datos: *PXI 5124 de National Instruments*.

3.4.1 Tarjeta de adquisición PXI 5124

Se trata de una digitalizadora configurable que trabaja con una frecuencia de muestreo de hasta 200 MSamples/s. Entre muchos parámetros de su configuración, los que son interesantes para el sistema son:

- Escala de tensión (se puede escoger entre 0.2, 0.4 y 1 V): permite elegir entre 0.2, 0.4 y 1 V para la entrada de la señal. Se trata de un parámetro a tener en cuenta, ya que para blancos muy reflectivos, el nivel de la señal puede ser más alto que la escala establecida, con lo cual, se puede llegar a distorsionar información.
- Nº de muestras adquiridas por rampa (hasta 8192)
- Nº de trazas para una medida

El Nº de trazas es el número de medidas que se van a obtener durante una adquisición. Este parámetro es muy importante ya que después son las que se van a promediar en el procesado y esto implica que, a mayor número de trazas, mejoran las estadísticas de los datos (e.g. la media y la varianza de la velocidad). Por otro lado, también indica el tiempo de observación que se determina mediante la ecuación 3.1

$$t_{obs} = PRF * N^{\circ} \text{ trazas } [s] \quad (3.1)$$

El sistema, como se había mencionado en los apartados anteriores, trabaja a una frecuencia de muestreo que proviene de la etapa de generación de señal y es de 44,6265 MHz. De esta forma, como el periodo de repetición del pulso es de 5,44758 KHz, se obtienen $\frac{f_c}{PRF} = 8192$ muestras para la rampa de subida y la rampa de bajada de la señal triangular (también denominados: *bines de altura*).

Como los valores de frecuencia de muestreo y de PRF son fijos, surge el siguiente problema de memoria. Debido a que la digitalizadora trabaja con 12 bits, el fichero de salida será de $N^{\circ} \text{ muestras} * 2^{12} = 32 \text{ MB}$. Se considera un tamaño relativamente grande ya que el sistema puede llegar a observar precipitaciones durante varias horas con los periodos entre adquisiciones muy cortos. Un ejemplo sería observar 5 horas de lluvia con el tiempo entre adquisiciones de 1 minuto, con lo cual se obtiene un total de 9,6 GB de datos. Por esta razón interesa minimizar el tamaño del fichero. La solución final había sido programar la PXI con la opción de seleccionar solo 1 de cada dos muestras (diezmado) y descartando la otra muestra, con lo cual, se consigue reducir el tamaño del archivo de salida a la mitad, es decir, a 16 MB.

Para la adquisición de una única medida, se lanza un ejecutable, generado a partir del código que se encuentra en el Apéndice C, que sigue los siguientes pasos:

- Se obtienen los parámetros de configuración de la tarjeta de adquisición de un archivo externo.

- Se hace la reserva en el disco duro del tamaño del archivo que se va a guardar
- Se toma la referencia temporal en la cual comienza la adquisición
- Se lanza la adquisición con los parámetros tomados del archivo de configuración
- Se guardan los datos en un fichero cuyo nombre contiene la fecha y la hora de la adquisición

3.5 Calibración

Para proceder a hacer las medidas de la lluvia, el sistema se debe calibrar ya que es necesario tener la referencia de la sección recta radar a la potencia recibida.

3.5.1 Calibración de potencia o reflectividad

Se trata de buscar un punto de referencia de la sección recta radar para la potencia recibida. Dicha calibración se realiza de siguiente manera: se trata de colocar un blanco puntual con la sección recta radar y a una distancia conocidas. Como blanco puntual se elige el sistema PARC (*Polarimetric Active Radar Calibrator*) cuyo diagrama simplificado es el de la Figura 22 (izquierda):

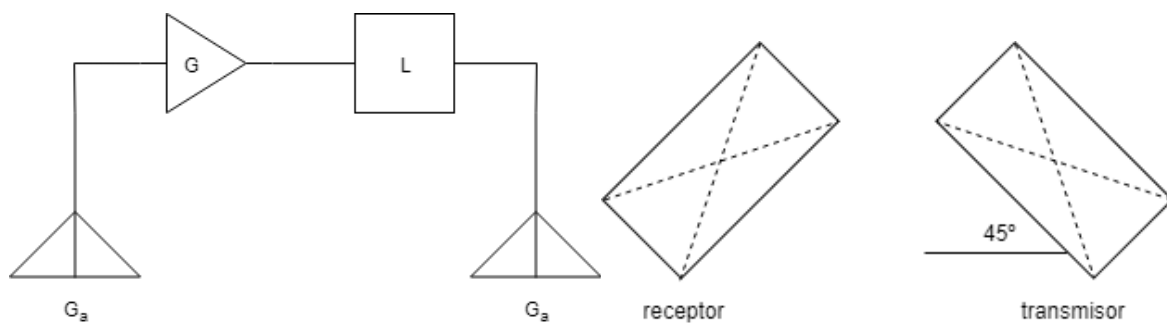


Figura 22: Diagrama simplificado (izquierda) y la orientación de las bocinas (derecha) del sistema PARC

Cuando un radar transmite radiación hacia el PARC, el receptor antena con ganancia G_a intercepta parte de ella. La señal resultante es amplificada por el amplificador de ganancia G . La señal de salida es atenuada por un atenuador variable (atenuación L), y transmitida por la antena de transmisión que es idéntica a la antena de recepción. En realidad, la amplificación consiste de dos etapas, con el atenuador insertado entre los amplificadores.

Antes de realizar la calibración, hay que buscar la sección recta radar del PARC. La Figura 22 (derecha) muestra el dibujo de las bocinas del PARC que apuntan en la misma dirección pero con un ángulo de 45° que altera la matriz de *scattering* (3.2). Esta configuración se llama ortogonal y permite calibrar sistemas con polarizaciones HH, VV, HV y VH (V: vertical y H: horizontal), pero introduce pérdidas por polarización. La matriz de scattering resultante es

$$S = \sqrt{\sigma} \begin{pmatrix} \sin\alpha \cos\alpha & \sin^2\alpha \\ -\cos^2\alpha & -\sin\alpha \cos\alpha \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Donde que σ se calcula a partir de la ecuación 3.3:

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{G G_a^2}{L} [m^2] \quad (3.3)$$

Entonces, la RCS resultante se obtiene como:

$$\sigma_m = |\hat{v}_r * S * \hat{v}_t|^2 [m^2]$$

Donde \hat{v}_r y \hat{v}_t representan los vectores unitarios de polarización de las antenas transmisora y receptora: $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ para la polarización lineal horizontal y $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ para la vertical. Independientemente de que polarización lineal se utilice, para $\alpha = 45^\circ$ la RCS resultante es $\sigma_m = \frac{\sigma}{4}$, lo que corresponde a 3 dB de pérdidas por polarización en la escala logarítmica para la recepción y 3 dB para la transmisión. De esta forma, a la RCS del PARC se añaden 6 dB correspondientes a las pérdidas por polarización.

Por otro lado, para encontrar la sección recta radar total se necesita saber las ganancias de la antenas y de la etapa de amplificación. Como solo se necesita la ganancia de una antena, ya que las dos son idénticas, esta se calcula a partir de la ecuación 3.4:

$$G = \frac{4\pi A_{ef} \eta}{\lambda^2} \quad (3.4)$$

Donde A_{ef} corresponde al área efectiva y η a la eficiencia ohmica de la antena. Teniendo en cuenta que la eficiencia de esta antena se puede considerar 1 y el área efectiva es de $4,74 \cdot 10^{-3} [m^2]$, se obtiene una ganancia de 17,92 dB de cada una de las antenas.

El siguiente paso es el cálculo de la ganancia de la etapa amplificadora. Para ello se utiliza el vatímetro y el sintetizador de frecuencia que inyecta un tono a 9,65 GHz con una potencia de -40 dBm y a la salida se obtiene 9,3 dB. En consecuencia, la ganancia que proporciona el PARC es de 49,3 dB.

Durante la calibración se han utilizado 3 valores de atenuadores: 0, 10 y 20 dB. Estos atenuadores se han utilizado para evitar saturar el receptor después de que, durante la primera iteración del calibrado, el sistema se había saturado. De esta forma, en la Tabla 4 se resumen los valores de la sección radar del PARC en función del atenuador utilizado

Atenuador (dB)	RCS_{PARC} (dBs)
0	38
10	28
20	18

Tabla 4: RCS del PARC en función del atenuador utilizado

Estos valores de RCS se sustituyen en la ecuación 2.11 y se puede obtener el valor de la potencia recibida. De esta forma, el valor de la RCS del PARC se puede pasar a la reflectividad y posteriormente asociar esta reflectividad a la potencia recibida.

Durante el transcurso del proyecto se realizaron varias iteraciones de la calibración y cada una consistía en colocar el sistema PARC a una distancia dentro del margen de trabajo del radar con “visión directa” o LoS (*Line of sight*) del mismo. El proceso en sí consiste en llevar el PARC a la Carretera de les Aigües (Turo d’En Coll, Collserola) activarlo y capturar las medidas del analizador de espectros y la digitalizadora.



Figura 23: Distancia entre el radar y el PARC



Figura 24: Emplazamiento del radar (izquierda) y el PARC (derecha) durante la calibración

Y los resultados obtenidos de las ultimas iteraciones son (Figura 25 y 26):

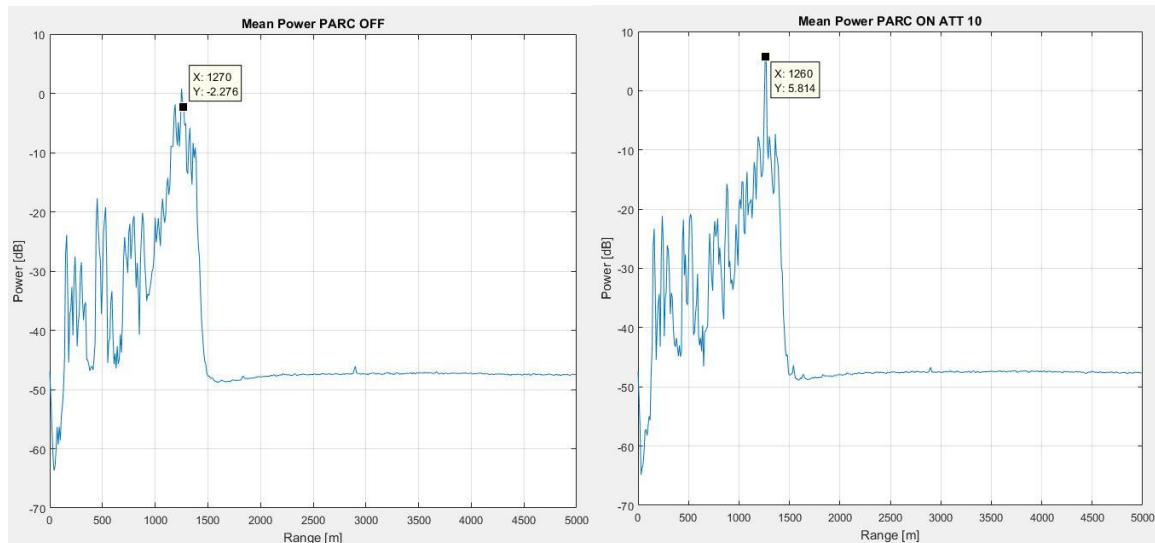


Figura 25: Resultados obtenidos con la digitalizadora PARC OFF (izquierda) y PARC ON con atenuador (derecha)

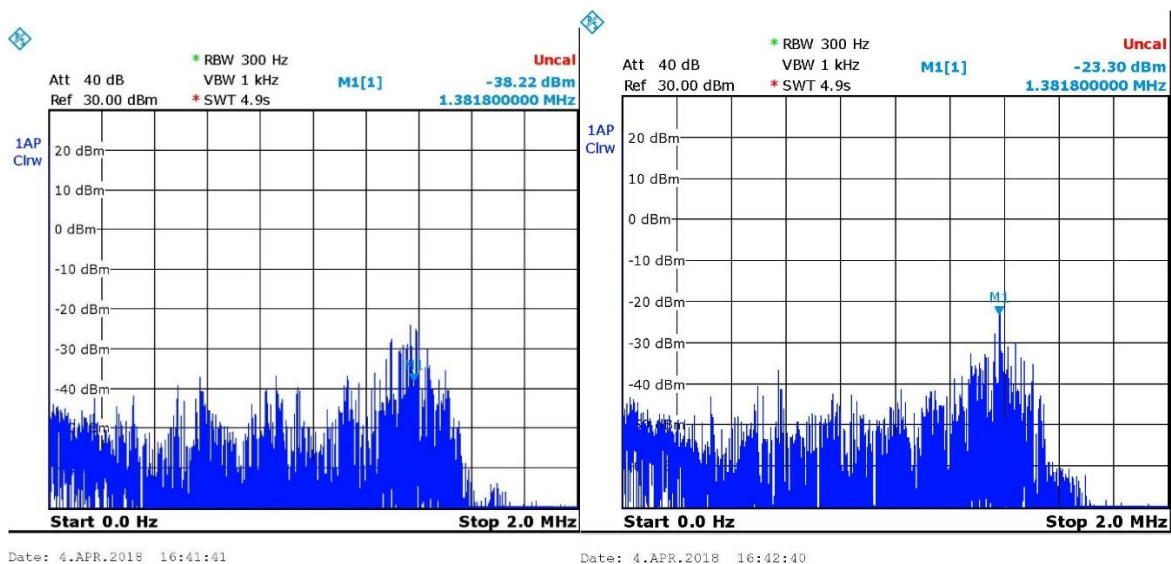


Figura 26: Los mismos resultados obtenidos con el analizador de espectros PARC OFF (izquierda) y PARC ON con atenuador (derecha)

Al analizar los resultados anteriores se llega a la conclusión de que la calibración no se puede llevar al cabo por falta de precisión. La poca precisión es debida a la dificultad de fijar la estructura apuntado de forma muy precisa en la dirección del PARC ya que se trata de una estructura muy voluminosa y que se desplaza con el viento.

4. Procesado de datos y resultados

El fin del procesado de datos es verificar que realmente se ha obtenido información de los hidrometeoros en condiciones necesarias para su posterior caracterización. Para ello se busca la densidad espectral y la velocidad. Otro de los objetivos del procesado que había surgido durante la realización del proyecto es minimizar el impacto del ruido. Para ello, es necesario explicar algunos conceptos teóricos.

4.1 Formulación teorica y procesado espectral

4.1.1 Derramping o compresión de la señal en el dominio del tiempo

La señal chirp transmitida se formula como:

$$p(t) = a(t) \cos\left(\omega_0 t + \frac{\alpha}{2} t^2\right)$$

Donde $a(t) = 1$ para $0 \leq t \leq T_p$ y 0 en el resto, siendo T_p la duración de la chirp y α el índice de la chirp. La señal recibida es:

$$s(t) = \sqrt{\sigma} e^{j\phi} a(t - t_n) \cos\left(\omega_0(t - t_n) + \frac{\alpha}{2}(t - t_n)^2\right)$$

Donde σ es la reflectividad del blanco y $t_n = \frac{2r_n}{c}$ es el retardo producido por el viaje de ida y vuelta para el eco recibido. A partir de $p(t)$ y $s(t)$ se puede calcular la señal comprimida en el dominio temporal de la siguiente forma:

$$s_d(t) = s(t)p(t) = \sqrt{\sigma} e^{j\phi} a(t - t_n) \cos\left(\omega_0(t - t_n) + \frac{\alpha}{2}(t - t_n)^2\right) \cos\left(\omega_0 t + \frac{\alpha}{2} t^2\right)$$

Aplicando:

$$\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2} (\cos(a + b) + \cos(a - b))$$

$s_d(t)$ se puede descomponer en dos términos:

$$s_d(t) = \frac{1}{2} \sqrt{\sigma} e^{j\phi} a(t - t_n) \left(\cos\left(-\alpha t t_n - \omega_0 t_n + \frac{\alpha}{2} t_n^2\right) + \cos\left(2\omega_0 t - \alpha t t_n + \alpha t^2 - \omega_0 t_n + \frac{\alpha}{2} t_n^2\right) \right)$$

Utilizando el filtro paso bajo, se obtiene la señal banda base recibida:

$$s_d(t) = \frac{1}{2} \sqrt{\sigma} e^{j\phi} a(t - t_n) \cos\left(-\alpha t t_n - \omega_0 t_n + \frac{\alpha}{2} t_n^2\right)$$

Y para el caso de tener una distribución volumétrica de N blancos:

$$s_d(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sqrt{\sigma_i} e^{j\phi_i} a(t - t_{ni}) \cos \left(-\alpha t t_{ni} - \omega_0 t_{ni} + \frac{\alpha}{2} t_{ni}^2 \right)$$

La compresión de la señal en el dominio temporal se realiza vía hardware, multiplicando la señal eco recibida con la señal transmitida en el mezclador.

4.1.2 El espectro de la señal

Ahora se deriva el espectro de la señal $s_d(t)$. La transformada de Fourier en *range* o espectro Fourier de la señal comprimida viene dada por:

$$S_{c\omega}(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_d(t) e^{-j\omega t} dt$$

Para simplificar la notación, solo se hace el procesamiento del primer eco $s_{d1}(t) = \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} a(t - t_{n1}) e^{-j\omega_0 t_{n1}} e^{j\frac{\alpha}{2} t_{n1}^2} e^{-j\alpha t t_{n1}}$:

$$\begin{aligned} S_{c\omega 1}(\omega, \tau) &= \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} e^{-j\omega_0 t_{n1}} e^{j\frac{\alpha}{2} t_{n1}^2} \int_{-\infty}^{\infty} a(t - t_n) e^{-j\alpha t t_{n1}} e^{-j\omega t} dt = \\ &= \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} e^{-j\omega_0 t_{n1}} e^{j\frac{\alpha}{2} t_{n1}^2} e^{-j(\omega + \alpha t_{n1}) t_{n1}} A(\omega + \alpha t_{n1}) \end{aligned}$$

Donde $A(\omega) = \mathcal{F}_t(a(t))$. De esta forma:

$$\begin{aligned} S_{c\omega}(\omega, \tau) &= \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} \left[e^{-j\omega_0 t_{n1}} e^{j\frac{\alpha}{2} t_{n1}^2} e^{-j(\omega + \alpha t_{n1}) t_{n1}} A(\omega + \alpha t_{n1}) \right. \\ &\quad \left. + e^{j\omega_0 t_{n1}} e^{-j\frac{\alpha}{2} t_{n1}^2} e^{-j(\omega - \alpha t_n) t_{n1}} A(\omega - \alpha t_{n1}) \right] \end{aligned}$$

Seleccionando el término de propagación $e^{-j\omega_0 t_n}$ se obtiene:

$$\hat{S}_{c\omega}(\omega, \tau) = \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} e^{-j\omega_0 t_{n1}} e^{j\frac{\alpha}{2} t_{n1}^2} e^{-j(\omega + \alpha t_{n1}) t_{n1}} A(\omega + \alpha t_{n1}) \quad (7.1)$$

4.1.3 Compensación del error de fase residual (*Residual Video Phase Error*)

En la expresión 7.1, se debería de eliminar el término de fase RVPE no deseado:

$$e^{+j\frac{\alpha}{2} t_{n1}^2} e^{-j(\omega + \alpha t_n) t_{n1}}$$

Suponiendo que la función de dispersión de puntos $A(\omega + \alpha t_n)$ es aguda y, por lo tanto, la energía está principalmente alrededor de $\omega \approx -\alpha t_n$, el RVPE se puede aproximar como:

$$e^{+j\frac{\alpha}{2} t_{n1}^2} \approx e^{j\frac{\omega_{n1}^2}{2\alpha}}$$

Después de eliminar el error de fase residual, el espectro de Fourier es:

$$\tilde{S}_{c\omega}(\omega, \tau) = \hat{S}_{c\omega}(\omega, \tau) e^{-j\frac{\omega^2}{2\alpha}} = \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} e^{-j\omega_0 t_{n1}} A(\omega + \alpha t_{n1})$$

4.1.4 El espectro Doppler

Suponiendo que no hay migración de rango o *range migration* (es decir, que los blancos no cambian de celda de resolución durante el tiempo de observación), la ventana $A(\omega + \alpha t_n)$ se puede separar en dos términos:

$$A(\omega + \alpha t_n) = A\left(\omega + \frac{2r_0}{c}\right) w(\tau)$$

Donde $w(\tau) = 1$ para $0 \leq \tau \leq T_p \cdot NT_p$ y 0 en el resto y

$$t_n = 2 \frac{(r_0 + v_d \tau)}{c}$$

Entonces el espectro Doppler se obtiene a partir de:

$$\tilde{S}_{c\omega}(\omega, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}_{c\omega}(\omega, \tau) e^{-j2\pi f_d \tau} d\tau$$

$$\tilde{S}_{c\omega}(\omega, f_d) = \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} A(\omega + \alpha t_{n1}) \int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) e^{-j4\pi f_0 \frac{(r_1 + v_{d1} \tau)}{c}} e^{-j2\pi f_d \tau} d\tau =$$

$$\tilde{S}_{c\omega}(\omega, f_d) = \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} A(\omega + \alpha t_n) e^{-j2k_1 r_1} \int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) e^{-j2\pi \left(f_d + \frac{2v_{d1}}{\lambda_0}\right) \tau} d\tau =$$

$$\tilde{S}_{c\omega}(\omega, f_d) = \frac{1}{4} \sqrt{\sigma_1} e^{j\phi} A(\omega + \alpha t_n) e^{-j2k_1 r_1} W\left(f_d + \frac{2v_{d1}}{\lambda_0}\right)$$

4.2 Procesado de medidas en MATLAB y estimación espectral

La formulación explicada en el punto 7.1 se traslada y se implementa el código respectivo en el MATLAB (Apéndice D). La única diferencia es que la transformada de Fourier se sustituye por la FFT (*Fast Fourier Transform*) siendo un algoritmo eficiente de la DFT (*Discrete Fourier Transform*) que trabaja sobre las muestras de la señal y que proporciona una aproximación matemática a la solución integral completa. Con la ayuda de este código se procesan los datos obtenidos durante los episodios de precipitaciones y se obtienen los resultados de las Figuras 27 y 28.

En la parte izquierda de cada figura se representa la potencia media de la señal recibida en función de la distancia. En la parte derecha se representa el espectro de dicha señal en función de la velocidad Doppler y la distancia.

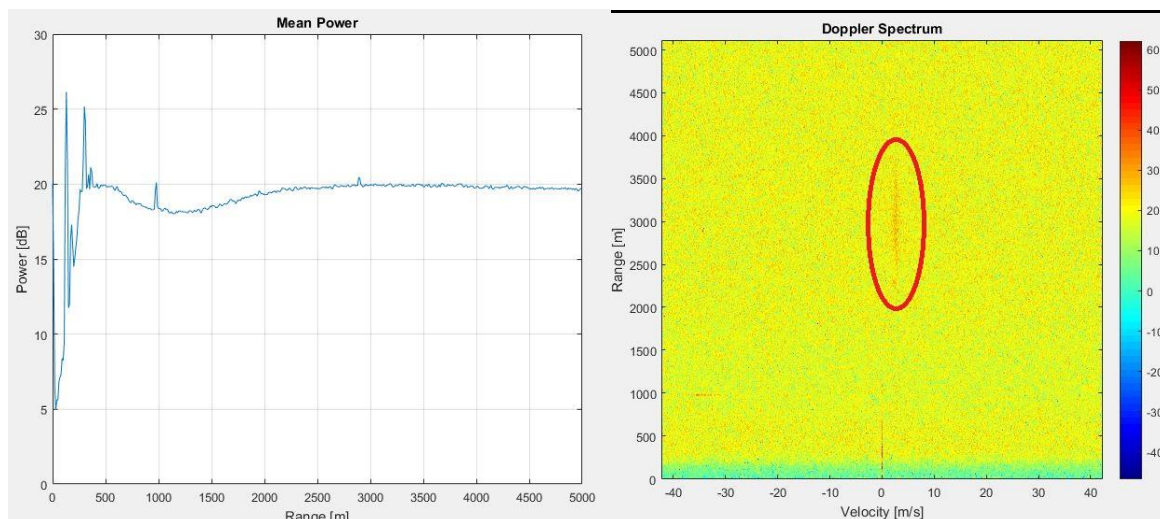


Figura 27: Episodio de nieve de 27/2/2018 (solo ruido)

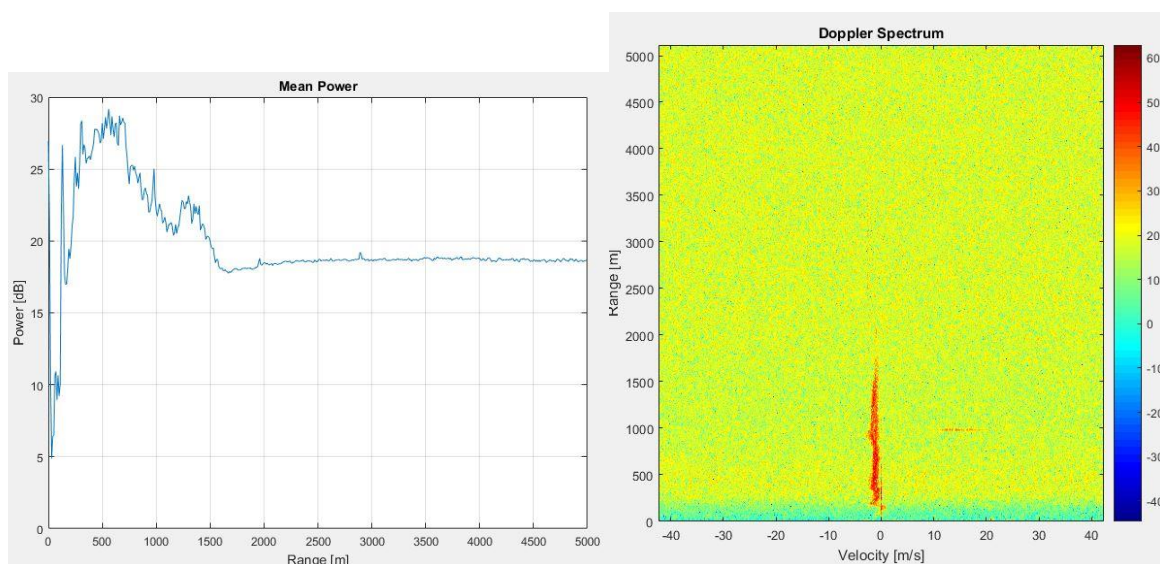


Figura 28: Episodio de nieve 27/2/2018

En las figuras anteriores se puede observar que en condiciones de solo ruido aparece una distorsión en forma de una raya espectral vertical en el espectro Doppler con cierta velocidad. Ese espurio había sido el principal problema y no se pudo resolver hasta casi el final del proyecto ya que afectaba las medidas e impedía efectuar la calibración del sistema. A parte, se vio que el espurio tiene un comportamiento extraño: no siempre estaba presente en las medidas y se desplazaba por el espectro, es decir, cambiaba de velocidad.

Se pensó en varias razones que pudieran generar dicho espurio: acoplamiento de señal entre antenas; rebote de la señal transmitida hacia la antena y su inserción en el mezclador; la saturación del amplificador de potencia y/o el mezclador; y el acoplamiento de la señal radiada hacia los demás componentes dentro de la propia caja que los sostenía. Cada una de estas versiones se había trabajado, pero sin afectar al resultado. La verdadera razón había sido que uno de los bits de

PIC había sido mal programado con lo cual, durante la construcción de las rampas de la señal triangular, se hacía un salto brusco de frecuencia que generaba dicho espurio.

También se habían capturado siguientes episodios de precipitaciones con el espurio ya eliminado (Figuras 29-32):

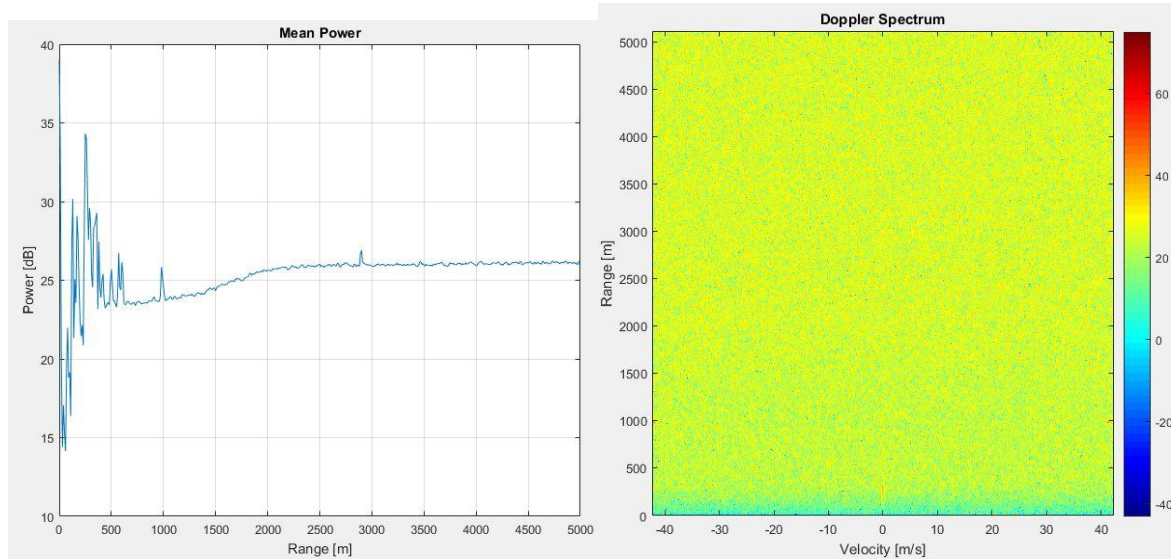


Figura 29: Episodio de nieve 20/3/2018 (sin precipitaciones)

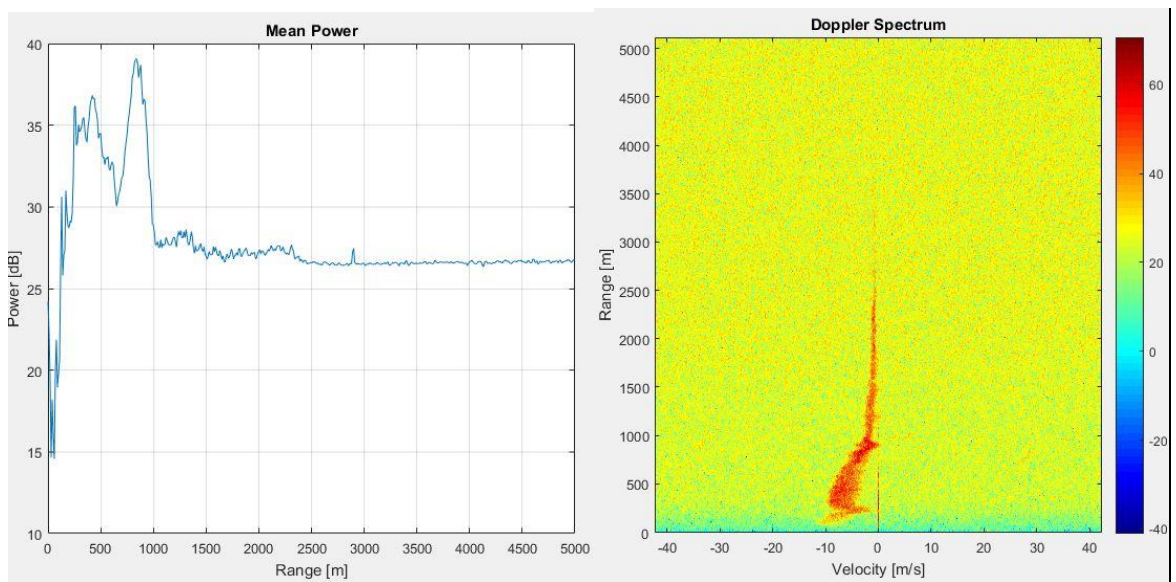


Figura 30: Episodio de nieve 20/3/2018 (con precipitaciones)

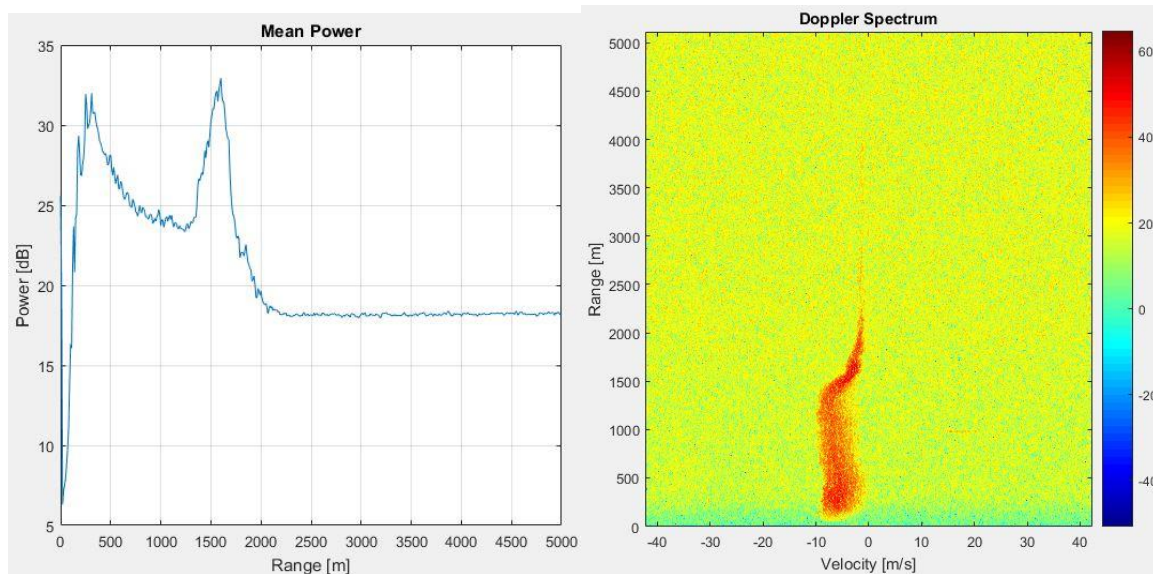


Figura 31: Episodio de lluvia de 10/4/2018 a las 23:48:51

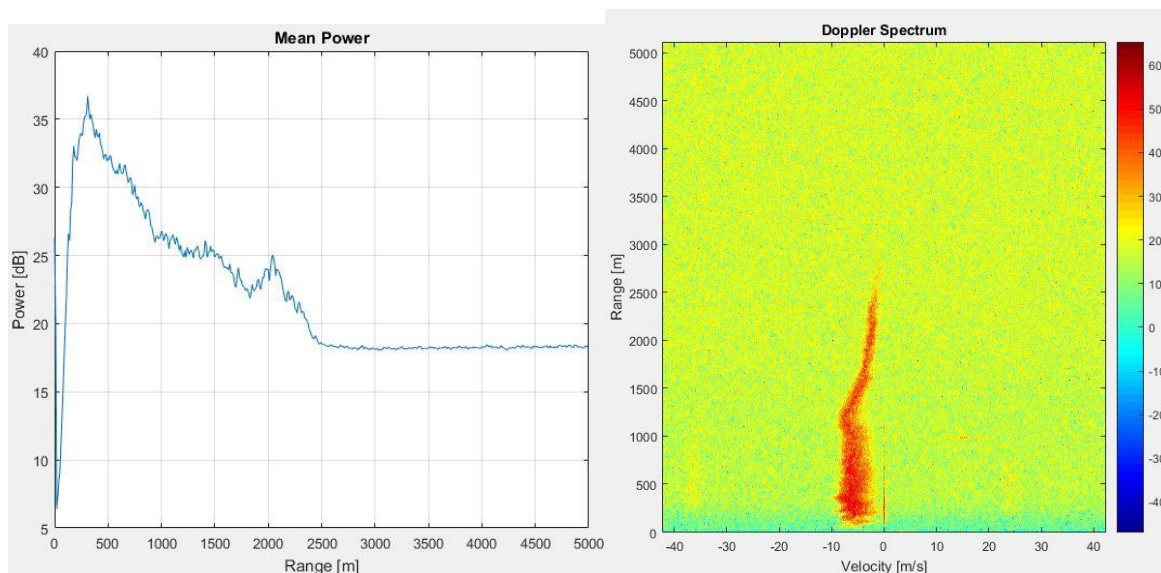


Figura 32: Episodio de lluvia de 10/4/2018 a las 00:29:22

Pero, como se puede observar de las figuras anteriores, el nivel de ruido es muy alto, hasta dificulta la interpretación de la información a partir del espectrograma. Este nivel de ruido es debido a que el periodograma no aporta ganancia de procesamiento y no mejora la relación señal-ruido. En consecuencia, se decide prescindir del periodograma y utilizar otra técnica de estimación espectral que busque minimizar el impacto de dicho ruido a costa de otros parámetros.

Analizando las distintas técnicas de estimación espectral, con sus ventajas e inconvenientes, se decide por el método de Welch ya que este método se centra en reducir el ruido.

4.3 Método de Welch

El método de Welch es una mejora en el método de estimación del espectrograma que se basa en el periodograma estándar y en la versión modificada del método de Bartlett que trata de separar en varios segmentos las muestras temporales, calcular el periodograma modificado de cada segmento y después promediarlos. La finalidad de este método es reducir el ruido causado por datos imperfectos y finitos en los espectros de potencia estimados a cambio de reducir la resolución de frecuencia.

A diferencia del método de Barlett, el método de Welch permite la superposición de subsecuencias, es decir, proporciona más subsecuencias y por lo tanto, mejor promediado; es asintóticamente insesgado; y la varianza es mucho más difícil de calcular, ya que hay correlación debida a la superposición de los segmentos [7].

De esta forma, durante el procesamiento de datos se utiliza la función `pwelch(...)`, ya definida en el entorno MATLAB, y se obtienen los siguientes resultados (Figuras 33 y 34):

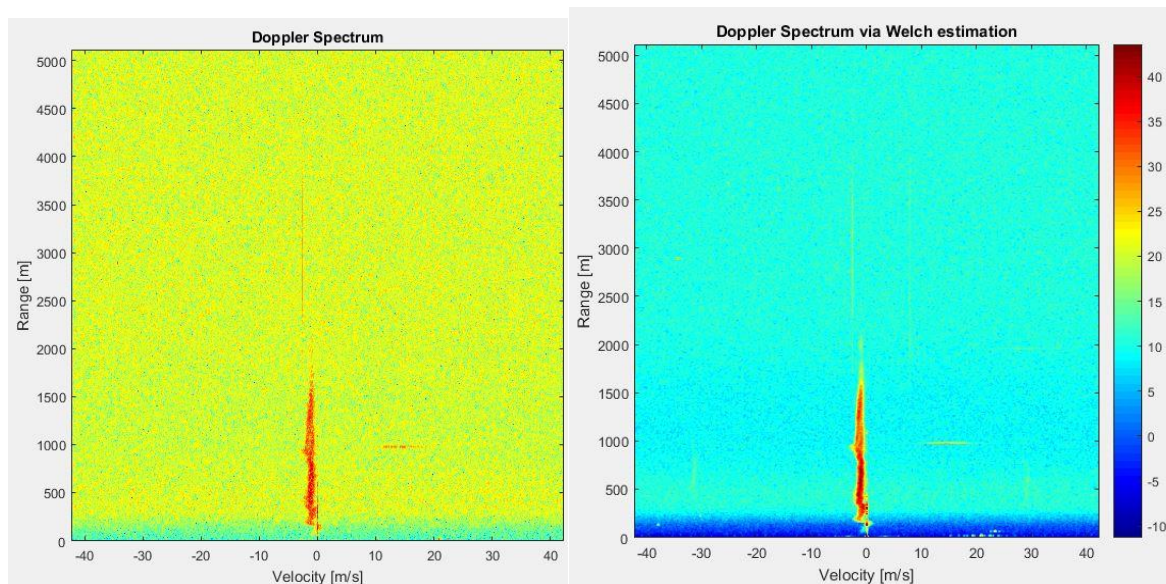


Figura 33: Comparación entre el periodograma (izquierda) y el método de Welch (derecha) para el episodio de nieve de 27/2/2018

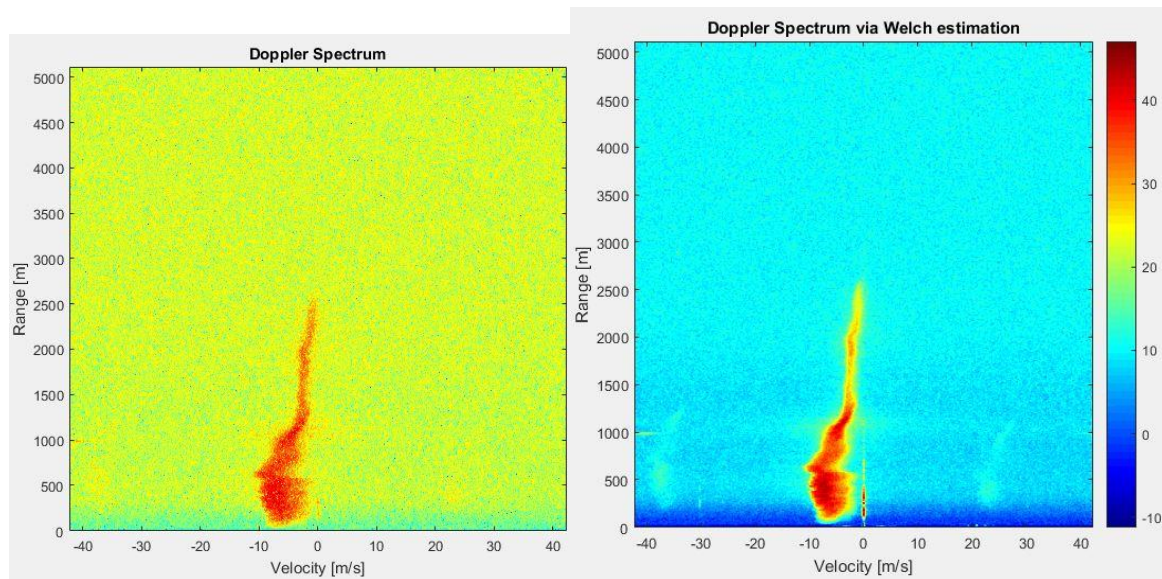


Figura 34: Comparación entre el periodograma (izquierda) y el método de Welch (derecha) para el episodio de nieve de 10/4/2018

Se puede ver que el método de Welch mejora la relación señal-ruido, pero también se descubren “réplicas de precipitación”. Estas réplicas son debidas a que la escala de amplificación de la digitalizadora era menor que la amplitud de la señal reflejada por la precipitación. Posteriormente, esta escala se había aumentado, aunque se había visto de forma empírica que dichas réplicas siempre están fuera de rango de las velocidades especificadas (mayores a 20 m/s para blancos ascendentes o descendentes).

5. Presupuesto

Componente	Modelo	Fabricante	Precio
C.I: DDS + PIC	AD9858 y 18F4520	Analog Devices	210,00 €
Multiplificador x8	HMC 444	Analog Devices	65,00 €
Amplificador de potencia	ZV-183+	Mini Circuits	985,00 €
Mezclador	HMC 412	Analog Devices	15,00 €
Amplificador de bajo ruido	AL28-9-10-20	Microwave Amps	9.900,00 €
Antenas (2 uds.)	11409440	Televés	72,00 €
Digitalizadora	PXI 5124	National Instruments	27.000,00 €
Ventiladores (3 uds.)	-	-	15,00 €
MPLab ICD 3	DV164035	Microchip	205,00 €
Otros (estructura, cajas, cableado, conexiones, etc.)	-	-	3.000,00 €
TOTAL			41.467,00 €

Tabla 5: Precios del hardware y la maquinaria utilizada

Software	Precio
Visual Studio	641,00 €
MATLAB	2.000,00 €
TOTAL	2.641,00 €

Tabla 6: Precios del software utilizado

6. Conclusiones, incidencias y líneas futuras

En este proyecto se ha desarrollado un radar de onda continua modulada en frecuencia que trabaja a 9,65 GHz capaz de detectar y proporcionar información sobre los hidrometeoros. Dicho desarrollo ha sido un proceso largo, en el cual se había planteado un problema de ingeniería a resolver, al cual se habían propuesto varias vías de solución, optando por propuesta óptima.

Desde luego, antes de llegar a los resultados deseados, se había topado con distintos problemas que surgían a lo largo del proyecto:

- Al principio del proyecto, el acceso al tejado estaba restringido, con lo cual se había perdido un episodio de lluvia para evaluar los primeros resultados, y de esta forma, se había introduciendo el primer retraso.
- El proyecto en sí dependía de las condiciones y al principio de un episodio de tormenta, se había ido la luz, imposibilitando la adquisición de datos. Para evitar estos casos en el futuro, se había instalado el sistema de alimentación interrumpida (SAI), aunque posteriormente se había visto que dicho SAI introduce ruido al sistema (aproximadamente de 3 dB dentro de la banda de trabajo), haciendo que dicha solución se tenga que descartar.
- Como el sistema y la adquisición requieren activación manual, había que estar pendiente del tiempo y varias veces el sistema se dejaba adquiriendo medidas durante toda la noche. Esto hacía que el disco duro se llenase en seguida y una solución propuesta era conectar un disco duro remoto de mayor tamaño. Pero se trata de una solución temporal, ya que lo interesante sería, antes de guardar el fichero de datos, procesarlo, ver si contiene información de precipitaciones y entonces, guardarlo. Pero se ha visto la falta del recurso temporal para plantear esta solución.
- Pero mayor daño había sido causado por el error al programar el PIC, causando la aparición de los espurios que falseaban las medidas. Dicho error hizo que se inviertan una cantidad enorme de recursos, tanto en tiempo (aprox. 2 meses), como en esfuerzo mental en los intentos de encontrar una solución.
- Debido a este fallo anterior, la calibración no se pudo realizar con total precisión y obtener unos resultados fiables por falta de tiempo, ya que la solución se había encontrado hacia la parte final del proyecto. El proceso del calibrado necesitaba cooperación de 3 personas: desplazamiento de una persona a Turó d'En Cors con el sistema PARC para situarlo, activarlo y cambiar los atenuadores; otra persona controlado manualmente la posición fija de la estructura del radar y corrigiendo los desplazamientos debidos al viento; y otra en el laboratorio adquiriendo medidas. Debido a los retrasos, al intentar de realizar dicha calibración con prisas, en uno de los intentos el sistema se había caído por el viento, ya que se había prescindido de la persona asegure el posicionamiento del radar, causando más retrasos por la comprobación de todos los elementos y su correcto funcionamiento.

Al superar los obstáculos mencionados anteriormente, se ha podido llegar al resultado deseado: se ha desarrollado el sistema capaz de detectar distintos tipos de precipitaciones y guardar los datos obtenidos con el fin de su posterior estudio. Aunque, si se compara con los sistemas comerciales (MRR-2 y MRR-PRO de METEK, Alemania o MRR de Sensovant, España), se pueden ver

los principales inconvenientes del sistema desarrollado que se pueden tomar como mejoras futuras:

- El tamaño y el peso del sistema: las antenas y la estructura que las soporta son muy voluminosas y pesadas (se necesita mínimo 2 personas para su traslado) comparando con los sistemas comerciales (6 kg).
- Una de las posibles ampliaciones del sistema es la doble polarización ya que permite obtener aún más información sobre los hidrometeoros.
- Actualmente el sistema requiere una activación de toma de medidas manual. La mejora adecuada sería una optimización del proceso de adquisición para que el sistema vaya tomando las medidas cada periodo T_m , se efectúe el procesado de los datos y, en caso de determinar si hay indicio de precipitación, reducir el periodo T_m para aumentar el número de medidas; en caso contrario, descartar el fichero para no ocupar memoria.

7. Bibliografia

- [1] IEEE Standard Radar Definitions, *IEEE 686-2008*
- [2] Г. Б. Брылёв, С. Б. Гашина, Г. Л. Низдойминога, *Радиолокационные характеристики облаков и осадков*. Ленинград: Гидрометеиздат, 1986.
- [3] Merrill I. Skolnik, *Introduction to Radar System*, 3rd edition. MHEE, 2000.
- [4] Rinehart, Ronald E, *Radar for Meteorologists*, 4th edition. Rinehart Publications, 2004.
- [5] R. B. Stull, *Meteorology for Scientists and Engineers*, 2nd Ed. Brooks/Cole Thomson Learning, 2000.
- [6] M. Soumekh, *Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms*, John Wiley & Sons, 1999, pp. 1-46.
- [7] Monson, H. Hayes, *Statistical digital Signal Processing and Modelling*, John Wiley & Sons, 1996.
- [8] D. E. Barrick, "FM/CW Radar Signals and Digital Processing", NOAA Technical Report ERL 283-WPL 26, 1973.

8. Glosario

GB-SAR: *Ground-Based Synthetic Apperture Radar*. Es un tipo de radar que se usa para crear imágenes bidimensionales o tridimensionales de objetos, como paisajes.

IEEE: *Institute of Electrical and Electronics Engineers*. Asociación mundial de ingenieros cuyos objetivos son el avance educativo y técnico de ingeniería eléctrica y electrónica, telecomunicaciones, ingeniería informática y disciplinas afines.

IF: *Intermediate Frequency*. Frecuencia dada en los aparatos radio que emplean el principio superheterodino.

LO: *Local Oscillator*. Oscilador electrónico utilizado para generar una señal.

LoS: *Line-of-Sight*. Característica de la radiación electromagnética o la propagación de ondas acústicas que significa que las ondas viajan en una ruta directa desde la fuente al receptor.

NOAA: *National Oceanic and Atmospheric Administration*. Es una agencia científica estadounidense que se enfoca en las condiciones de los océanos y la atmósfera.

PARC: *Polarimetric Active Radar Calibrator*. Instrumento que se utiliza para la calibración de los radares.

PRF: *Pulse Repetition Frequency*. El número de pulsos de una señal repetitiva en una unidad de tiempo específica, normalmente medida en pulsos por segundo o hercios.

RADAR: *Radio Detection And Ranging*. Instrumento que utiliza la propagación de ondas electromagnéticas para la detección de blancos.

RCS: *Radar cross section*. Sección recta radar y se refiere al área ficticio que observa el radar del blanco.

SAI: *Sistema de Alimentación Interrumpida*. Un dispositivo que durante un apagón eléctrico puede proporcionar energía eléctrica por un tiempo limitado a todos los dispositivos que tenga conectados gracias a sus baterías u otros elementos almacenadores de energía.

Apéndice A: Paquetes del trabajo

Estudio del sistema existente	WP ref: 1	
Mayor constituyente: documentación y simulación	Pag 1 de 7	
Descripción breve: Estudio del sistema existente con el apoyo de la documentación relacionada con la implementación a nivel de hardware del sistema RADAR, estudios y artículos sobre los perfilómetros y la radiolocalización de precipitaciones.	Inicio planeado: 2/10/2017 Finaliz. planeada: 9/10/2017	
	Inicio: 2/10/2017 Finalización: 9/10/2017	
<p>Tarea interna T1: Búsqueda de información sobre la utilización de radares en meteorología</p> <p>Tarea interna T2: Elementos básicos hardware y sus características (potencias transmitidas, antenas, frecuencias de trabajo, etc.)</p> <p>Tarea interna T3: Determinación de los parámetros del hardware que limitan el sistema y el balance de potencias</p>	Entregables:	Fechas:

Pruebas esenciales	WP ref: 2	
Mayor constituyente: hardware / software	Pag 2 de 7	
Descripción breve: implementación de un sistema RADAR sencillo que determine la distancia basado en el sistema desarrollado	Inicio planeado: 9/10/2017 Finaliz. planeada: 23/10/2017	
	Inicio: 9/10/2017 Finalización: 23/10/2017	
<p>Tarea interna T1: Montaje del bloque Tx/Rx junto con el analizador de espectros (determinación de la distancia a partir de la frecuencia vista en el AE)</p> <p>Tarea interna T2: Código MATLAB (determinación de la distancia a partir del procesado vía MATLAB)</p>	Entregables:	Fechas:

Tarea interna T3: Código de adquisición de medidas		
Tarea interna T4: Pruebas de adquisición de medidas con PXI		

Diseño e integración	WP ref: 3	
Mayor constituyente: hardware y pruebas	Pag 3 de 7	
Descripción breve: estudio de las posibles vías del desarrollo del sistema, diseño e integración de los elementos del sistema	Inicio planeado: 23/10/2017 Finaliz. planeada: 22/11/2018	
	Inicio: 23/10/2017 Finalización: 22/11/2018	
Tarea interna T1: Posibles alternativas para la parte de generación de la señal y/o Tx/Rx de la señal	Entregables:	Fechas:
Tarea interna T2: Diseño de las cajas que contienen el sistema		
Tarea interna T3: Integración del sistema		

Caracterización del sistema	WP ref: 4	
Mayor constituyente: hardware y pruebas	Pag 4 de 7	
Descripción breve: realizar la caracterización de cada uno de los componentes y del sistema completo para verificar el funcionamiento deseado	Inicio planeado: 22/11/2018 Finaliz. planeada: 20/1/2018	
	Inicio: 22/11/2018 Finalización: 20/1/2018	
Tarea interna T1: Caracterización de los componentes y los elementos por separado Tarea interna T2: Caracterización y validación del sistema completo	Entregables:	Fechas:

Medidas, optimización y calibración	WP ref: 5	
Mayor constituyente: hardware y resultados	Pag 5 de 7	
Descripción breve: una vez montado el sistema, realizar su calibrado, hacer distintos tipos de medidas y en función de los resultados obtenidos, optimizar el sistema.	Inicio planeado: 20/1/2018 Finaliz. planeada: 26/3/2018	
	Inicio: 20/1/2018 Finalización: 26/3/2018	
Tarea interna T1: Distintas medidas (blancos lejanos, el nivel ruido del cielo, lluvia/nieve, etc.) Tarea interna T2: Eliminar las interferencias internas del sistema / sustitución de elementos hardware Tarea interna T3: Resolución de posibles fallos y optimización del sistema Tarea interna T4: Calibrado del sistema	Entregables:	Fechas:

Procesado de datos	WP ref: 6	
Mayor constituyente: software	Pag 6 de 7	
Descripción breve: una vez obtenidos los datos, se trata de procesarlos para obtener el espectro Doppler	Inicio planeado: 26/3/2018 Finaliz. planeada: 1/5/2018	
	Inicio: 26/3/2018 Finalización: 1/5/2018	
<p>Tarea interna T1: Desarrollo del código en MATLAB para el procesamiento de medidas a partir de la versión simple implementada anteriormente</p> <p>Tarea interna T3: Estudio de las posibles formas del procesamiento de datos para evitar los posibles errores/ruido en las medidas</p> <p>Tarea interna T4: Representación e interpretación de los resultados</p>	Entregables:	Fechas:

Redacción de la memoria	WP ref: 7	
Mayor constituyente:	Pag 7 de 7	
Realizar la redacción de la memoria	Inicio planeado: 4/4/2018 Finaliz. planeada: 4/5/2018	
	Inicio: 12/4/2018 Finalización: 4/5/2018	
Tarea interna T1: redacción del documento	Entregables:	Fechas:
Tarea interna T2: Revisión del documento	Memoria	4/5/2018

Apéndice B: Código de programación del PIC 18F452

```
// PROGRAMACIÓ TRIANGULAR PER MRR BANDA X

#include <18F4550.h>
#include <STDLIB.h>
#fuses HS, NOWDT, NOPROTECT, PUT
#use delay (clock=2000000)

#define SPSELECT PIN_D3
#define RESET PIN_E2
#define WR PIN_D1
#define RD PIN_D2
#define FUD PIN_C2
#define TRIANG PIN_D0

void main()
{
    int8 pen;

    set_tris_a(0x00); //address 0 és output 1 és input
    set_tris_b(0x00); //address 0 és output 1 és input
    set_tris_d(0xc0); //address 0 és output 1 és input
    set_tris_c(0x04); //address 0 és output 1 és input

    delay_ms(200);

    output_low(RESET); //reset=0
    delay_ms(20);
    output_high(RESET); //reset=1
    delay_us(100);
    output_low(RESET); //reset=0
    delay_us(20);

    //configuracion

    output_high(RD); //RD a 1
    output_low(WR); //wr=0 Escritura Paralelo
    output_high(SPSELECT); //SPSELECT a MODO PARALELO

    delay_ms(1000);

    //CFR

    while (!input(FUD)) //detecta FUD y actúa después
    {
        delay_us(1);
    }
    delay_us(4);

    output_A(0x01);
    output_B(0x80);
    output_high(WR); // wr = 0; // sclk
```

```

output_low(WR); // wr = 1; // sclk
output_A(0x02);
output_B(0x80);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

//DFTW

while (!input(FUD)) //detecta FUD y actúa después
{
    delay_us(1);
}
delay_us(4);

output_A(0x04); //DFTW byte inferior
output_B(0x5B);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x05); //DFTW
output_B(0x00);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x06); //DFTW
output_B(0x00);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x07); //DFTW byte superior
output_B(0x00);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

//DFRRW

while (!input(FUD)) //detecta FUD y actúa después
{
    delay_us(1);
}
delay_us(4);

output_A(0x08); //DFRRW
output_B(0x01);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x09); //DFRRW
output_B(0x00);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk
// FTW0

while (!input(FUD)) //detecta FUD y actua después
{
    delay_us(1);
}
delay_us(4);

```



```

output_A(0x0A); //FTW0 Byte inferior
output_B(0x57);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x57);
output_B(0x0E);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x0C);
output_B(0x7C);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x0D); //FTW0 Byte superior
output_B(0x4F);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

delay_ms(1000);

pen=0;

//HASTA AQUI CHIRP

//INICIO TRIANGULAR LA FREQ INICIAL ES 1 vez el BW por debajo

while (1)
{
    while (!input(FUD))
    {
        delay_us(1);
    }
    if (pen==0)//pendiente positiva
    {

        //FTW0

        output_A(0x0A); //FTW0 Byte inferior
        output_B(0x57); //
        output_high(WR); // wr = 0; // sclk
        output_low(WR); // wr = 1; // sclk

        output_A(0x0B);
        output_B(0x0E); //
        output_high(WR); // wr = 0; // sclk
        output_low(WR); // wr = 1; // sclk

        output_A(0x0C);
        output_B(0x7C); //
        output_high(WR); // wr = 0; // sclk
        output_low(WR); // wr = 1; // sclk

        output_A(0x0D); //FTW0 Byte superior
        output_B(0x4F); //
        output_high(WR); // wr = 0; // sclk

```

```

output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_high(TRIANG); // pin pendiente a 0

//DFTW

output_A(0x04); // BYTE MES BAIX
output_B(0x5B);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x05);
output_B(0x00);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x06);
output_B(0x00);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x07); // BYTE MÉS ALT
output_B(0x00);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

//MODIFICA REGISTRO CFR PARA ACTUALIZAR FREQ REG

output_A(0x02);
output_B(0x80);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

pen=1;

}
else //pendiente negativa
{

//DFTW

output_A(0x04); //DFTW byte inferior
output_B(0xA5); //FD
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x05);
output_B(0xFF);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_A(0x06);
output_B(0xFF);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

```

```

output_A(0x07); //DFTW byte superior
output_B(0xFF);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk
//MODIFICA REGISTRO CFR PARA NO ACTUALIZAR FREQ REG

output_A(0x02);
output_B(0x00);
output_high(WR); // wr = 0; // sclk
output_low(WR); // wr = 1; // sclk

output_low(TRIANG); //pin pendiente a 1

    pen=0;
    }
}
}

```

Apendice C: Código de programación de PXI 5124 para la adquisición de datos

```

/*****
/ Multi Record generic file, used by examples in CVI, C, and C++
/*****/

#include "GenericMultiRecord1DAG.h"
#include <stdio.h>
#include <param_configAG.h>
#include <time.h>

// #include <motorAG.h>
// #include <motor_functionsAG.h>
// #include <serialportAG.h>
// #include <open_portsAG.h>

#define UTC (0)
parameters p;

////////////////////////////////////////////////////////////////////
// niScope_GenericMultiRecord
// ////////////////////////////////////////////////////////////////////
ViStatus _VI_FUNC niScope_GenericMultiRecord(void)
{
    ViSession vi = VI_NULL;
    ViStatus error = VI_SUCCESS;
    ViChar errorSource[MAX_FUNCTION_NAME_SIZE];
    ViChar errorMessage[MAX_ERROR_DESCRIPTION] = " ";
    ViChar binPath[MAX_STRING_SIZE];
    // Variables used to get values from the GUI
    ViChar triggerSource[MAX_STRING_SIZE];
    ViChar resourceName[MAX_STRING_SIZE];
    ViChar channelName[MAX_STRING_SIZE];
    // ViReal64 verticalRange;
    ViReal64 minSampleRate;

```

```

ViInt32 minRecordLength;
ViInt32 numRecords;
ViReal64 actualSampleRate;
ViInt32 actualRecordLength;
ViInt32 numWaveform;
ViInt32 acquisitionType=NISCOPE_VAL_NORMAL;
//ViInt32 Memo;

// Default values used in this example
ViReal64 refPosition = 0.0;
ViReal64 verticalOffset = 0.0;
ViReal64 vertiRange = 1;
ViReal64 Vert_Impedance;
ViInt32 verticalCoupling = NISCOPE_VAL_AC;
ViReal64 probeAttenuation = 1.0;
ViBoolean enforceRealtime = NISCOPE_VAL_TRUE;
ViReal64 timeout = 10.000;
ViReal64 triggerLevel = 2.5;
ViInt32 triggerSlope = NISCOPE_VAL_POSITIVE;
ViInt32 triggerCoupling = NISCOPE_VAL_DC;
ViReal64 triggerHoldoff = 0.0;
ViReal64 triggerDelay = 0.0;

FILE* fileHandle; //aguasca
FILE* fileHandle2; //aguasca
int contador_mes;
char meas[4];
char binPath2[256];
char file_name_date[256];

time_t timer;
struct tm * ptm;

// Waveforms
struct niScope_wfmInfo *wfmInfoPtr = NULL;
ViReal64 *waveformPtr = NULL;
ViInt16 *ptr=NULL;
ViInt32 mes;

// Obtain the resource name of the device from the user interface
read_parameters(&p,"C:\\MRR\\RainRadar\\Conf_File1D.ini");

strcpy(resourceName,p.slot); //nom de l'slot on esta el digitizer, DEV2 DEV3
etc.
actualRecordLength=p.adc_minRecordLength;
numWaveform=p.adc_numRecords; //nombre de traces a promitjar
vertiRange=p.adc_verticalRange; //configuració enx vertical
minSampleRate = p.adc_minSampleRate; // per herencia
minRecordLength =p.adc_minRecordLength;
numRecords=p.adc_numRecords;
verticalOffset=p.adc_verticalOffset;
verticalCoupling=p.adc_verticalCoupling;
strcpy(channelName,"0"); //selecció de canal 0 i 1 per fer les mesures

// Open the NI-SCOPE instrument handle

```

```

handleErr(niScope_init (resourceName, NISCOPE_VAL_FALSE, NISCOPE_VAL_FALSE,
&vi));

Vert_Impedance=NISCOPE_VAL_1_MEG_OHM;
if (p.adc_inputImpedance==0)
{
Vert_Impedance=NISCOPE_VAL_50_OHMS;
printf("----vertical impedance is 50ohm ----\n");
}
else
{
Vert_Impedance=NISCOPE_VAL_1_MEG_OHM;
printf("----vertical impedance is 1MOhm ----\n");
}

verticalCoupling=1;
if (p.adc_verticalCoupling==0)
{
verticalCoupling=0;
printf("----vertical Coupling is AC ----\n");
}
else
{
verticalCoupling=1;
printf("----vertical Coupling is DC ----\n");
}

handleErr (niScope_ConfigureAcquisition (vi, acquisitionType));
handleErr(niScope_ConfigureChanCharacteristics (vi,
channelName,Vert_Impedance , NISCOPE_VAL_20MHZ_BANDWIDTH));
//NISCOPE_VAL_50_OHMS

// Configure the vertical parameters CHANNEL 0
handleErr(niScope_ConfigureVertical(vi, "0", vertiRange , verticalOffset,
verticalCoupling, probeAttenuation,
NISCOPE_VAL_TRUE));
// Configure the vertical parameters CHANNEL 1 // Marc Lort
//handleErr(niScope_ConfigureVertical(vi, "1", vertiRange , verticalOffset,
// verticalCoupling, probeAttenuation,
NISCOPE_VAL_TRUE));

// Configure the horizontal parameters, with the specified number of records
handleErr(niScope_ConfigureHorizontalTiming(vi, minSampleRate, minRecordLength,
refPosition, numRecords, enforceRealtime));

// Find out the current record length and number of waveforms
handleErr(niScope_ActualNumWfms(vi, channelName, &numWaveform));
if (numWaveform != numRecords) // Marc Lort: Emmagatzema numWaveform trazes
per canal, es a dir, numRecords*2 trazes en 2CH
handleErr (-1);

strcpy( triggerSource, NISCOPE_VAL_EXTERNAL );

niScope_ConfigureTriggerEdge (vi,triggerSource , triggerLevel,triggerSlope,
triggerCoupling,triggerHoldoff, triggerDelay); //aguasca

```

```

        //niScope_SetAttributeViString ( vi, VI_NULL,NISCOPE_ATTR_TRIGGER_SOURCE,
NISCOPE_VAL_EXTERNAL ); //aguasca
        niScope_SetAttributeViString ( vi,
VI_NULL,NISCOPE_ATTR_SAMP_CLK_TIMEBASE_SRC, NISCOPE_VAL_CLK_IN ); //aguasca

NISCOPE_ATTR_SAMP_CLK_TIMEBASE_DIV,2); //factor divisor per 2 el Nº de mostres

////CANVI
        // Find out the actual sample rate
        handleErr(niScope_SampleRate(vi, &actualSampleRate));

        handleErr(niScope_ActualRecordLength (vi, &actualRecordLength));

        // Allocate space for the waveform and waveform info according to the record
length and number of waveforms
        if (wfmInfoPtr)
            free (wfmInfoPtr);
        wfmInfoPtr = malloc(sizeof(struct niScope_wfmInfo) * numWaveform);

        //if (waveformPtr)
        //    free (waveformPtr);
        //waveformPtr = (ViReal64*) malloc (sizeof(ViReal64) * actualRecordLength *
numWaveform);
        //if (waveformPtr == NULL || wfmInfoPtr == NULL)
        //handleErr (NISCOPE_ERROR_INSUFFICIENT_MEMORY);

        if (ptr)
            free (ptr);
        ptr = (ViInt16 *) malloc (sizeof ( ViInt16) * actualRecordLength *
numWaveform
        // If it doesn't have enough memory, give an error message

        if (ptr == NULL || wfmInfoPtr == NULL)
            handleErr (NISCOPE_ERROR_INSUFFICIENT_MEMORY);

        // handleErr (niScope_GetAttributeViInt32 (vi, VI_NULL,
NISCOPE_ATTR_RESOLUTION, &Memo)); //memoria de la tarjeta
////// Fi canvi

        // Initiate the acquisition

        time(&timer); /* get current time; same as: timer = time(NULL) */

        handleErr(niScope_InitiateAcquisition(vi));

        // Fetch the data

        handleErr(niScope_FetchBinary16(vi, channelName, 0, actualRecordLength,
ptr, wfmInfoPtr));

        ptm=gmtime(&timer); // converteix el timer a hora universal

```

```
//printf ("Time : %2d:%02d:%02d\n", (ptm->tm_hour+UTC)%24, ptm->tm_min,ptm-
>tm_sec);
//printf("\n");

mes=ptm->tm_mon+1;

//printf ("Day : %4d-%02d-%02d\n", ptm->tm_year+1900, mes ,ptm->tm_mday);

sprintf(file_name_date,"%4d%02d%02d%02d%02d",ptm->tm_year+1900, mes ,ptm-
>tm_mday,(ptm->tm_hour+UTC)%24, ptm->tm_min,ptm->tm_sec);

//printf("Tot junt %s\n",file_name_date);

// guardar fitxer

printf("\n abans de obrir fitxer de mesura");
strcpy (binPath2, "C:\\MRR\\RainRadar\\fitxerNum1D.bin");
fileHandle2 = fopen(binPath2,"rb");
if(fileHandle2==NULL){
    printf("\n Fitxer no existeix,el generarem \n");
    fileHandle2 = fopen(binPath2,"wb");
    contador_mes=1;
    fwrite(&contador_mes,4,1,fileHandle2);
}
else {
    fread (&contador_mes,4,1,fileHandle2);
    printf("\n en el fitxer de mesures hi ha %d \n",contador_mes);
    contador_mes=contador_mes +1;
    fclose(fileHandle2);
    fileHandle2 = fopen(binPath2,"wb");
    fwrite (&contador_mes,4,1,fileHandle2);
}
fclose(fileHandle2);

printf("\n despres de obrir fitxer de mesura");
printf("\n sha actualitzat fitxerMes.bin amb-----> %d \n",contador_mes);

//strcpy (binPath,"C:\\Medidas RainRadar\\No AVG\\fitxer1D_");
strcpy (binPath,"R:\\dades_originals\\PROVI\\UPCMRR_");
itoa (contador_mes,meas,10);
strcat (binPath,meas);
strcat(binPath,"_");

strcat (binPath,file_name_date); //per anomenar el fitxer de sortida amb la
data i hora UTC
strcat (binPath,".bin");
fileHandle = fopen(binPath,"wb");
//while(1){}
if (fileHandle)
{
    // Write the number of samples
    fwrite(&actualRecordLength,4,1,fileHandle);
    fwrite(&numWaveform,4,1,fileHandle);

    // Write the data
```

```

        fwrite(ptr,2,actualRecordLength*numWaveform,fileHandle);//aguasca
        fclose(fileHandle);
    }
    else
    {
        handleErr(-3);
    }
    printf("File has been saved\n");

```

Error :

```

// Free all the allocated memory
if (wfmInfoPtr)
    free (wfmInfoPtr);

if (waveformPtr)
    free (waveformPtr);

// Display messages
if (error == -1)
    strcpy (errorMessage, "This example only works with one channel.");
else if (error != VI_SUCCESS)
    niScope_errorHandler (vi, error, errorSource, errorMessage); // Interpret
the error
else
    strcpy(errorMessage, "Acquisition successful!");

DisplayErrorMessageInGUI (error, errorMessage);

// Close the session
if(vi)
    niScope_close(vi);

return error;
}

```

Apéndice D: Código del procesado en MATLAB

```

clear all;
%rampa='ascend';
rampa='descend';
c=3e8; %velocidad luz
B=15e6; %ancho de banda
f0=9.65e9; %frecuencia de trabajo
Tp=91.787e-6; %duración rampa subida
inct=2*91.787e-6; %duraci? chirp
lambda0=c/f0; %longitud d'ona
alfa=B*2*pi/(Tp);
incw=2*pi/Tp; %delta BW
incr=c*incw/(2*alfa); %ancho celda resolución
filt_fact=1/0.5001;

%Lectura Fichero
[filename,pathname]=uigetfile('*.bin','Select Cloud Radar file');
%seleccionar fichero

```



```

fitxer=strcat(pathname,filename);
ff=fopen(fitxer,'rb'); %abrir fichero
long=fread(ff,1,'int32'); %número de muestras por PRF
wfrm=fread(ff,1,'int32'); %numero de trazas
tr=fread(ff,long*wfrm,'int16'); %guardar datos
fclose(ff); %cerrar ficher

matt1=reshape(tr,long,wfrm); %crea matriz (señal Derramping)
matt=matt1(1:2:end,:); % diezmo de la matriz
long=long/2;
[pru,filt1]=meshgrid(1:wfrm,hanning(long)); %enventanado temporal con
Hanning para range
filt_range=filt1.*filt_fact;
[filt2,pru1]=meshgrid(hanning(wfrm),1:long/2); %sin enventanado para
velocidad
filt_xrange=filt2.*filt_fact;
wfrm_n=2^(ceil(log(wfrm)/log(2))); %pasar de número de waveforms
cualquiera a un múltiplo de 2 para la FFT
fdmax=1/(2*inct); %frecuencia Doppler máxima
incfd=1/(wfrm_n*inct); %incrementos de la frecuencia Doppler
fd=-fdmax+incfd*(0:wfrm_n-1);
vd=-lambda0*fd/2; %definición eje velocidad Doppler

%Range Compression
range_data=fft(matt.*filt_range);

switch(rampa) %selección de la rampa en función de la digilitzación
    case 'descend'
        data_r=range_data(1:long/2,:); %solo muestras de la rampa
        descendiente
        r=incr*(0:long/2-1);
    case 'ascend'
        data_r=range_data(end:-1:long/2+1,:); %solo muestras de la rampa
        ascendiente
        r=incr*(1:long/2);
end

data_r=data_r/long; %normalizado respect el número de celdas

%Potencia Media
Pm=mean(abs(data_r).^2,2); %lineal
figure;plot(r,10*log10(Pm)); xlabel('Range [m]'); ylabel('Power [dB]');
title('Mean Power'); grid;
figure;plot(r(1:500),10*log10(Pm(1:500))); xlabel('Range [m]');
ylabel('Power [dB]'); title('Mean Power'); grid;

%Espectro Doppler
S_dop=(abs(fftshift(fft(data_r.*filt_xrange,4096,2),2)).^2)/size(data_r,
2); % matriz espectro Doppler (periodograma)
S_dop_n=abs(fftshift(pwelch(data_r.',size(data_r,2)/10,[],4096),1).');
%matriz espectro Doppler estimada por Welch
figure;imagesc(vd,r,db(S_dop,'power'));colormap(jet);axis xy;
xlabel('Velocity [m/s]'); ylabel('Range [m]'); title('Doppler
Spectrum'); %db(:, 'power') = 10*log10
figure;imagesc(vd,r,db(S_dop_n,'power'));colormap(jet);axis xy;
xlabel('Velocity [m/s]'); ylabel('Range [m]'); title('Doppler Spectrum
via Welch estimation');

%Comprobación del de la reducción del ruido de una traza

```

```
figure;plot(vd,10*log10(smooth(S_dop(50,:),5)));axis xy;  
figure;plot(vd,db(S_dop_n(50,:), 'power'));axis xy;  
  
%Velocidad Media y Desviación Estándar de la velocidad Doppler  
[vd_mean,vd_var]=spect_vd_mean_var(vd,S_dop);  
figure;plot(r,vd_mean); ylabel('Velocity [m/s]'); xlabel('Range [m]');  
title('Velocity mean'); grid;  
figure;plot(r,sqrt(vd_var)); ylabel('Velocity [m/s]'); xlabel('Range  
[m]'); title('Velocity variance'); grid;
```